

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-238025

(43) 公開日 平成9年(1997)9月9日

(51) Int.Cl.⁴

H 0 3 B 5/18

H 0 1 P 3/08

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 3 B 5/18

H 0 1 P 3/08

技術表示箇所

C

審査請求 未請求 請求項の数11 O L (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願平8-44958

(22) 出願日 平成8年(1996)3月1日

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 今井 芳彦

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(72) 発明者 伊東 健治

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(72) 発明者 飯田 明夫

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

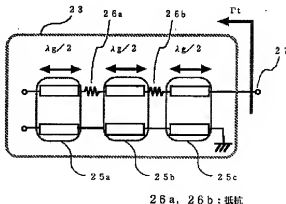
(74) 代理人 弁理士 曾我 道照 (外6名)

(54) 【発明の名称】 高周波発振器

(57) 【要約】

【課題】 小型でかつ平面回路で構成が可能というマイクロストリップ線路共振器の特長を生かしつつ円柱状の誘電体ディスクを用いたTE_{01δ}モードの誘電体共振器を用いた発振器に匹敵する低位相雑音特性を有する高周波発振器を得る。

【解決手段】 トランジスタあるいは電界効果トランジスタなどの半導体素子と、先端開放あるいは先端短絡線路で構成した共振器とを有する発振器において、共振器の電気長を所望周波数で3/4波長以上とし、かつ、共振器中で、所望周波数で電流の節となる位置に共振器に直列に抵抗を挿入することで、所望周波数での電気長が $n/2$ 波長 ($n=2, 3, 4, \dots$) となる共振器を使用しても、所望発振周波数の1/2または1/3などの不要発振が生じることなく、より位相雑音特性の優れた高周波発振器を得る。



26 a, 26 b: 抵抗

【特許請求の範囲】

【請求項1】 分布定数線路共振器を主共振器とする同調回路と、この同調回路により定められた発振周波数に基づいて発振を立ち上げらせ、かつ定常状態に至った後損失エネルギーを補うようにする能動回路とを備えた高周波発振器において、上記分布定数線路共振器は、その電気長が所望周波数において $(1/2 + n/4)$ (n は 1 以上の任意の正の整数) 波長であり、かつ所望周波数においてその線路共振器中の電流の節となる位置に抵抗を挿入してなることを特徴とする高周波発振器。

【請求項2】 分布定数線路共振器を主共振器とする同調回路と、この同調回路により定められた発振周波数に基づいて発振を立ち上げらせ、かつ定常状態に至った後損失エネルギーを補うようにする能動回路とを備えた高周波発振器において、上記分布定数線路共振器は、その電気長が所望周波数において $1/2$ 波長以上であり、かつ所望周波数においてその線路共振器中の電圧の節となる位置で抵抗を介してその線路共振器を高周波的に接地してなることを特徴とする高周波発振器。

【請求項3】 上記分布定数線路共振器は、マイクロストリップ線路を用いた先端開放分布定数線路または先端短絡分布定数線路のいずれかであることを特徴とする請求項1または2記載の高周波発振器。

【請求項4】 分布定数線路共振器を主共振器とする同調回路と、この同調回路により定められた発振周波数に基づいて発振を立ち上げらせ、かつ定常状態に至った後損失エネルギーを補うようにする能動回路とを備えた高周波発振器において、上記分布定数線路共振器として先端開放分布定数線路を用い、該先端開放分布定数線路の開放端を、キャパシタと抵抗との並列回路を介して接地したことを特徴とする高周波発振器。

【請求項5】 分布定数線路共振器を主共振器とする同調回路と、この同調回路により定められた発振周波数に基づいて発振を立ち上げらせ、かつ定常状態に至った後損失エネルギーを補うようにする能動回路とを備えた高周波発振器において、上記分布定数線路共振器として先端開放分布定数線路を用い、該先端開放分布定数線路の開放端を、インダクタと抵抗との直列回路を介して接地したことを特徴とする高周波発振器。

【請求項6】 分布定数線路共振器でなる主共振器と、印加電圧により接合容量が変化する可変容量素子を含む副共振器と、上記主共振器及び副共振器を有する同調回路により定められた発振周波数に基づいて発振を立ち上げらせ、かつ定常状態に至った後損失エネルギーを補うようにする能動回路と、上記副共振器及び上記能動回路を搭載した第1の基板と、この第1の基板とは異なる材質または基板厚を有し上記主共振器を搭載した第2の基板とを備え、上記主共振器と上記副共振器及び上記能動回路とを、上記第1の基板と上記第2の基板との接合面付近の一点で接続すると共に、上記第1の基板中で上記

能動回路へ向かう線路を、上記接続部近傍で基板端面に対し 30° ないし 60° となるように配置すると共に、上記第1の基板中で上記接続点から上記副共振器へ向かう線路を、上記接続部近傍で上記能動回路へ向かう線路に対し 60° ないし 120° となるように配置したことを特徴とする高周波発振器。

【請求項7】 上記主共振器は、その長手方向に沿って平行に複数のスリットが設けられていて、上記接続点で並列接続してなることを特徴とする請求項6記載の高周波発振器。

【請求項8】 上記主共振器は、複数備えてなり、上記接続点で並列接続してなることを特徴とする請求項6記載の高周波発振器。

【請求項9】 上記主共振器は、J字形、V字形、L字形のいずれかに折曲げられて配置されていることを特徴とする請求項8記載の高周波発振器。

【請求項10】 上記第2の基板上に、上記能動回路の並列リアクタンス素子としてキャパシタを用いる場合の電極パターンを設けたことを特徴とする請求項6ないし9のいずれかに記載の高周波発振器。

【請求項11】 上記第1の基板を、エッチングでパターン形成可能な基板で構成すると共に、上記第2の基板を、上記第1の基板上に搭載し、かつ上記第2の基板の接地導体を上記第1の基板中のスルーホールを介して上記第1の基板の接地導体に接続したことを特徴とする請求項6ないし10のいずれかに記載の高周波発振器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は、マイクロ波及びミリ波周波数帯で用いられる高周波発振器に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 図27はマイクロ波及びミリ波周波数帯で用いられる従来の高周波発振器の構成を示す回路図である。図27において、1は能動素子としての電界効果トランジスタ、2は所望発振周波数 f_0 で電気長が $1/2$ 波長 ($\lambda/2$ 、 λ は波長) となるような主共振器としての先端開放マイクロストリップ線路共振器、3は電界効果トランジスタ1のゲート端子に接続されたインダクタ、4は電界効果トランジスタ1のドレイン端子に接続されたキャパシタ、5は発振器の出力を負荷に結合させるためのキャパシタ、6は負荷抵抗、10はバクタダイオード、14は高周波をバイパスするためのキャパシタ、11a及び11bは分布定数線路、24は同調回路である。

【0003】 また、図28は図27に示す構成でなる高周波発振器を等価回路に置き換えたものである。すなわち、同調回路24は、キャパシタC、インダクタL及びコンダクタンスGの並列回路に置き換えることができ、一方、電界効果トランジスタ1を含む能動回路側

は、内部電流源 I とコンダクタンス値 G_0 の内部コンダクタンス 8 との並列回路と等価である。図28に示す等価回路において、同調回路24の共振周波数 f_r 、無負荷 Q である Q_L 、負荷 Q である Q_L は、それぞれ次式で与

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{Lr \cdot Cr}} \quad \cdots(1)$$

【0005】

$$Q_u = \frac{2\pi f_r C_r}{G_r} \quad \cdots(2)$$

【0006】

$$Q_L = \frac{2\pi f_r C_r}{G_0 + G_r} \quad \cdots(3)$$

【0007】さらに、図29は高周波発振器の位相雑音と高周波発振器中の同調回路24の Q との関係について説明する図である。図29において、横軸は周波数、縦軸は相対電力レベル、 f_0 は共振周波数である。高周波発振器の位相雑音は共振スペクトルの幅とみなすことができ、高周波発振器中の同調回路24の負荷 Q である Q_L が高い場合には、曲線9aのように、スペクトル幅が狭く、したがって位相雑音は低くなる。一方、同調回路24の負荷 Q である Q_L が低い場合には、曲線9bのように、スペクトル幅が広く、したがって位相雑音は高くなる。

【0008】一般に、同調回路24の等価回路中のコンダクタンス分 G_r が大きいと、同調回路24での損失が大きくなり、式(3)に示すように、同調回路24の負荷 Q である Q_L は低くなって、発振器の位相雑音が高くなる。同調回路24の主共振器としてマイクロストリップ線路共振器を用いた発振器の場合、誘電体の損失に加えて、マイクロストリップ線路を構成する導体の損失分があるため、例えば特開昭63-12033号公報に開示されているような、ストリップラインに電磁界結合されたTE_{01δ}モードの円柱状の誘電体共振器を用いた発振器と比べて無負荷 Q である Q_L は数十分の一程度、負荷 Q である Q_L でも数分の一程度となる。したがって、図27に示す従来例のような先端開放マイクロストリップ線路共振器2を用いた発振器は、TE_{01δ}モードの誘電体共振器を用いた発振器と比較して位相雑音が高いという欠点があり、低位相雑音が要求される発振器には使用できなかった。

【0009】先端開放マイクロストリップ線路共振器2を用いた発振器の位相雑音特性を改善する方法のひとつに、共振器の電気長を長くすることがある。図30に示すように、先端開放マイクロストリップ線路共振器2は、所望周波数 f_0 での電気長が $n/2$ 波長 $(n \cdot \lambda/2)$ 、 n は1以上の任意の正の整数で、 $n=1、2、3、\dots$)であれば、その周波数で開放であり、か

えられる。

【0004】

【数1】

【数2】

【数3】

つ、 n が大きいほど、その電圧反射係数 S_{11} の位相の周波数変化は大きくなる。したがって、図31に示すように、 $n \geq 2$ の先端開放マイクロストリップ線路共振器2を用いて高周波共振器を構成することにより、周波数選択性を高め、 $n=1$ の場合よりも位相雑音特性を改善することができる。しかしながら、このような共振器を用いた場合、図30に示すように、所望周波数 f_0 以外に、所望周波数の $1/2、1/3、2/3、\dots$ 、といった周波数でも共振器は開放となり、これらの周波数で発振条件が成立すれば、所望周波数以外の不要発振が生じる。

【0010】高周波発振器の不要発振を防止するための方法のひとつに、高周波共振器を構成する回路中の、所望周波数において電圧の節となる位置に、回路に並列に抵抗を入れることがある。図32は例えば昭62-29210号公報に示された従来のマイクロ波帯電圧制御発振器の構成を示す回路図である。図32において、新たな符号として、12は分布定数線路11の特性インピーダンスと同程度の抵抗値を持つ抵抗、13は電界効果トランジスタ1のソースバイアス抵抗、14a及び14bは高周波をバイパスするためのキャパシタである。

【0011】図32に示す従来例の発振器においては、バラクタダイオード10の容量性リアクタンスを分布定数線路11によりインピーダンス変換して誘導性とすることによって、容量性の負性インピーダンスを持つ電界効果トランジスタ1との間で発振条件を成り立たせる。このとき、分布定数線路11中には、所望周波数において電圧の節となる短絡点が存在し、この点に並列に抵抗12を挿入することにより、所望周波数における発振には影響を与えず、所望周波数より低い不要周波数に対しては、同調回路の負荷 Q である Q_L を低下させて、不要発振を防止することができる。

【0012】しかしながら、図32に示す従来例による発振器において、抵抗12を挿入しているのは、バラクタダイオード10と分布定数線路11との共振部分であ

り、無負荷 Q である Q_U が数十程度と、低 Q な回路である。上述した図 27 や図 31 に示すような誘電体共振器やマイクロストリップ線路共振器等、無負荷 Q である Q_U が数百〜数千以上の共振器を主共振器として使用し、さらに、バラクタダイオードを含む副共振回路と組み合わせ、副共振回路を構成した低位相雑音共振器では、副共振回路の共振周波数は主共振器によってほぼ決定される。したがって、このような構成の発振器の場合、図 32 に示す従来例のような構成では副共振回路の不要共振は抑制できず、その結果、発振器の不要共振を防止することはできない。

【0013】また、図 33 は 1993 年信学全大 C-44「1/4 波長インピーダンス変成器結合形副共振器を用いた広帯域低雑音電圧制御発振器」中に示された従来のマイクロ波及びミリ波帯発振器の一実装方法を示す図である。図 33 において、15 はトランジスタ、16 a 及び 16 b はバラクタダイオード、17 a 及び 17 b はワイヤ、18 はアルミナセラミック基板、19 a 及び 19 b はアルミナセラミック基板 18 上に形成した分布定数線路、20 はトランジスタ 15 の出力回路等を形成したアルミナセラミック基板、21 a 及び 21 b は先端開放マイクロストリップ線路共振器、22 a 及び 22 b はそれぞれ先端開放マイクロストリップ線路共振器 21 a 及び 21 b を形成した高誘電率基板である。

【0014】図 33 に示す従来例による発振器は、トランジスタ 15 のベース側とエミッタ側にそれぞれ副共振回路を有する 2 個副共振電圧制御発振器であり、それぞれの副共振回路は、先端開放マイクロストリップ線路共振器 21 a 及び 21 b と副共振回路とから構成されている。このうち、先端開放マイクロストリップ線路共振器 21 a 及び 21 b は、小型化のため、高誘電率基板 22 a 及び 22 b 上に形成している。一方、副共振回路は、バラクタダイオード 16 a 及び 16 b とワイヤ 17 a 及び 17 b とで構成した直列共振回路を、分布定数線路 19 a 及び 19 b によりインピーダンス変換する方式であり、他の回路とともに、アルミナセラミック基板 18 上に形成している。また、トランジスタ 15 の出力回路等は、別のアルミナセラミック基板 20 上に形成している。図 33 に示す従来例による発振器においては、実装上、高誘電率基板 22 a 及び 22 b とアルミナセラミック基板 18 a 及び 20 a がそれぞれ 2 枚必要になる。これを避けるためには、基板を複雑な形状に加工する必要がある、いずれの方法によっても、製作コストが高くなる。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】 上述したように、図 27 に示すマイクロストリップ線路共振器 2 を用いた従来のマイクロ波及びミリ波帯発振器は、マイクロストリップ線路共振器 2 で実現できる負荷 Q である Q_L の制約から、TE_{01δ} モードの円柱状の誘電体ディスクを用いた誘電体共振器を有する発振器と比較して位相雑音が高

いという問題点があった。

【0016】一方、マイクロストリップ線路共振器 2 を用いた発振器の位相雑音特性を改善するため、共振器の電気長を $n/2$ 波長 ($n=2, 3, 4, \dots$) とし、反射係数の位相の周波数変化を大きくして、共振器の負荷 Q である Q_L を高めることが考えられるが、この場合には、共振器が所望周波数以外の周波数でも共振状態となるため、所望周波数以外の不要共振が生じやすいという問題点があった。

【0017】また、図 33 に示すマイクロストリップ線路共振器 21 a 及び 21 b を用いた従来のマイクロ波及びミリ波帯発振器は、小型化のため、マイクロストリップ線路共振器 21 a 及び 21 b を高誘電率基板 22 a 及び 22 b 上に形成し、他の回路を別のアルミナセラミック基板 18 a 及び 20 a 上に形成するようにして基板を分割して基板枚数を増やす必要があり、また、実装面から回路構成に制約を受け易く、さらに、これを避けるためには、基板を複雑な形状に加工する必要があり、いずれの方法によっても、製作コストが高くなるという問題点があった。

【0018】この発明は上述した従来例に係る問題点を解消するためになされたもので、小型でかつ平面回路で構成が可能というマイクロストリップ線路共振器の特長を生かしながら、かつ円柱状の誘電体ディスクによる TE_{01δ} モードの誘電体共振器を用いた発振器に匹敵する低位相雑音特性を有する高周波発振器を得ることを目的とする。

【0019】また、マイクロストリップ線路共振器を用いた発振器において、基板枚数や部品点数が削減できるとともに、基板加工及び組立容易に実装することができる高周波発振器を得ることを目的とする。

【0020】

【課題を解決するための手段】 この発明に係る高周波発振器は、分布定数線路共振器を主共振器とする副共振回路と、この副共振回路により定められた共振周波数に基づいて共振を立ち上げらせ、かつ定常状態に至った後損失エネルギーを捕うようにする能動回路とを備えた高周波発振器において、上記分布定数線路共振器は、その電気長が所望周波数において $(1/2 + n/4)$ (n は 1 以上の任意の正の整数) 波長であり、かつ所望周波数においてその線路共振器中の電流の節となる位置に抵抗を挿入してそのことを特徴とするものである。

【0021】また、他の発明に係る高周波発振器は、分布定数線路共振器を主共振器とする副共振回路と、この副共振回路により定められた共振周波数に基づいて共振を立ち上げらせ、かつ定常状態に至った後損失エネルギーを捕うようにする能動回路とを備えた高周波発振器において、上記分布定数線路共振器は、その電気長が所望周波数において $1/2$ 波長以上であり、かつ所望周波数においてその線路共振器中の電圧の節となる位置に抵抗を介

してその線路共振器を高周波的に接地してなることを特徴とするものである。

【0022】また、上記分布定数線路共振器は、マイクロストリップ線路を用いた先端開放分布定数線路または先端短路分布定数線路のいずれかであることを特徴とするものである。

【0023】また、他の発明に係る高周波共振器は、分布定数線路共振器を主共振器とする同調回路と、この同調回路により定められた共振周波数に基づいて共振を立ち上げらせ、かつ定常状態に至った後損失エネルギーを捕うようにする能動回路とを備えた高周波共振器において、上記分布定数線路共振器として先端開放分布定数線路を用い、該先端開放分布定数線路の開放端を、キャパシタと抵抗との並列回路を介して接地したことを特徴とするものである。

【0024】また、他の発明に係る高周波共振器は、分布定数線路共振器を主共振器とする同調回路と、この同調回路により定められた共振周波数に基づいて共振を立ち上げらせ、かつ定常状態に至った後損失エネルギーを捕うようにする能動回路とを備えた高周波共振器において、上記分布定数線路共振器として先端開放分布定数線路を用い、該先端開放分布定数線路の開放端を、インダクタと抵抗との直列回路を介して接地したことを特徴とするものである。

【0025】また、さらに他の発明に係る高周波共振器は、分布定数線路共振器でなる主共振器と、印加電圧により接合容量が変化する可変容量素子を含む副共振器と、上記主共振器及び副共振器を有する同調回路により定められた共振周波数に基づいて共振を立ち上げらせ、かつ定常状態に至った後損失エネルギーを捕うようにする能動回路と、上記副共振器及び上記能動回路を搭載した第1の基板と、この第1の基板とは異なる材質または基板厚を有し上記主共振器を搭載した第2の基板とを備え、上記主共振器と上記副共振器及び上記能動回路とを、上記第1の基板と上記第2の基板との接続面付近の一点で接続すると共に、上記第1の基板中で上記能動回路へ向かう線路を、上記接続部近傍で基板端面に対し30°ないし60°となるように配置すると共に、上記第1の基板中で上記接続点から上記副共振器へ向かう線路を、上記接続部近傍で上記能動回路へ向かう線路に対し60°ないし120°となるように配置したことを特徴とするものである。

【0026】また、上記主共振器は、その長手方向に沿って平行に複数のスリットが設けられていて、上記接続点で並列接続してなることを特徴とするものである。

【0027】また、上記主共振器は、複数偏えてなり、上記接続点で並列接続してなることを特徴とするものである。

$$\begin{bmatrix} \Gamma_1 & \Gamma_2 \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

かつ、

$$\angle(\Gamma_1 - \Gamma_2) = 2\pi n$$

$$(n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots)$$

ある。

【0028】また、上記主共振器は、J字形、V字形、L字形のいずれかに折曲げられて配置されていることを特徴とするものである。

【0029】また、上記第2の基板上に、上記能動回路の並列リアクタンス素子としてキャパシタを用いる場合の電極パターンを設けたことを特徴とするものである。

【0030】さらに、上記第1の基板を、エッチングでパターン形成が可能な基板で構成すると共に、上記第2の基板を、上記第1の基板上に搭載し、かつ上記第2の基板の接地導体を上記第1の基板中のスルーホールを介して上記第1の基板の接地導体に接続したことを特徴とするものである。

【0031】

【発明の実施の形態】

実施の形態1. 図1はこの発明の実施の形態1に係る高周波共振器を示す構成図である。図1において、1は能動素子としての電界効果トランジスタ、3は電界効果トランジスタ1のゲート端子に接続されたインダクタ、4は電界効果トランジスタ1のドレイン端子に接続されたキャパシタ、5は高周波共振器の出力を負荷に結合させるためのキャパシタ、6は負荷抵抗、10は上記共振器をなすもので、印加電圧により接合容量が変化する可変容量素子としてのパラクタダイオード、11a及び11bは分布定数線路、14は高周波をバイパスするためのキャパシタ、23は主共振器をなすマイクロストリップ線路でなる先端開放線路共振器、24は共振周波数を定める同調回路であり、これに対し、符号1、3及び11bは共振を立ち上げらせ、かつ定常状態に至った後損失エネルギーを捕うべき能動回路を構成する。

【0032】ここで、上記先端開放線路共振器23は、図2に示す等価回路で表される。なお、この等価回路図で示される先端開放線路共振器23の電気長は、所望周波数において3/2波長の場合を示す。図2において、25a～25cは所望周波数で1/2波長（ $\lambda g/2$ ）となる伝送線路、26a、26bは共振器に直列に挿入した抵抗、27は共振器の入力端子である。また、図3は、図2の先端開放線路共振器23中の高周波電流の分布を示す図である。

【0033】次に、実施の形態1による高周波共振器の動作を説明する。図1において、先端開放線路共振器23を主共振器とする同調回路24とトランジスタ側回路（能動回路）との接続点から共振器側を見た反射係数を Γ と、トランジスタ側回路を見た反射係数を Γ_a とすると、高周波共振器の共振条件は次式で表される。

【0034】

【数4】

$$\dots(4)$$

$$\dots(5)$$

【0035】今、所望周波数 f_0 において、先端開放線路共振器 23 の電気長が $1/2$ 波長の整数倍であるので、所望周波数 f_0 において、 $\angle \Gamma t = 0$ である。したがって、式 (5) より、電界効果トランジスタ 1 の入力回路 11b は、所望周波数 f_0 において、 $\angle \Gamma a = 2n\pi$ となるよう設計される。しかしながら、先端開放線路共振器 23 の電気長が、所望周波数 f_0 において、 $3/2$ 波長である場合には、図 3 に示すように、周波数 $f_0/3$ において、 $\angle \Gamma t = 0$ 、周波数 $2f_0/3$ において、 $\angle \Gamma t = 0$ も成り立つ。したがって、これらの周波数においても、式 (5) は自動的に成立する。通常、電界効果トランジスタ 1 側の能動回路は広帯域に反射利得を有するため、式 (4) を満足する周波数範囲は広く、 $f_0/3$ 、 $2f_0/3$ においても発振が生じることが多い。

【0036】このような不要周波数での発振を防止するため、本実施の形態 1 では、先端開放線路共振器 23 中の共振器開放端から所望周波数 f_0 で $1/2$ 波長の位置、及びその点からさらに $1/2$ 波長の位置に、それぞれ抵抗 $26a$ 及び $26b$ を、共振器に直列に挿入する。所望周波数 f_0 においては、図 3 に示すように、これらの位置は電流の節となるので、抵抗中に高周波電流はほとんど流れない。したがって、抵抗挿入による損失の増加はなく、発振停止や位相雑音の劣化はない。

【0037】一方、 $f_0/3$ 、 $2f_0/3$ においては、図 3 に示すように、抵抗中に高周波電流が流れ損失が増加して、式 (4) を満たさなくなるため、これらの周波数での不要発振を抑制することができる。このため、所望周波数での電気長が $3/2$ 波長となる共振器を使用しても、不要発振が生じることなく、反射係数の位相の周波数変化 $\Delta(\angle \Gamma t) / \Delta f$ を大きくできる分、より共振器の負荷 Q が大きくなくて、位相雑音特性の優れた高周波発振器を得ることができる。

【0038】なお、この実施の形態 1 では、先端開放線路共振器 23 の電気長が所望周波数において $3/2$ 波長の場合に、共振器開放端から所望周波数 f_0 で $1/2$ 波長の位置及びその点からさらに $1/2$ 波長の位置にそれぞれ抵抗 $26a$ 及び $26b$ を共振器に直列に挿入したが、一般的には、 $(1/2 + n/\lambda)$ (n は 1 以上の任意の正の整数) 波長である場合に、所望周波数で共振器の電流の節となる位置に抵抗を直列に挿入すればよく、上記実施の形態 1 と同様な効果を得ることができる。

【0039】上述したように、この実施の形態 1 によれば、所望周波数で共振器の電流の節となる位置に、共振器に直列に抵抗を挿入しているの、所望周波数では抵抗中に高周波電流がほとんど流れず、したがって、抵抗挿入による共振器の Q の低下はなく、抵抗のない場合と比較して位相雑音の劣化はない。一方、所望周波数以外では、抵抗中に高周波電流が流れるため、不要モードでの共振時の損失を増加させ、不要発振を抑制することが

できる。このため、所望周波数での電気長が $n/2$ 波長 ($n = 2, 3, 4, \dots$) となる共振器を使用しても、所望周波数 f_0 の $1/2$ または $1/3$ などの不要発振が生じることなく、より位相雑音特性の優れた発振器を得ることができるという効果がある。

【0040】また、共振器用分布定数線路として、マイクロストリップ線路でなる先端開放分布定数線路を用いているので、小型でかつ平面回路で構成が可能というマイクロストリップ線路共振器の特長を生かし、高周波発振器をより小型かつ簡易な構造で構成することができるという効果がある。

【0041】実施の形態 2。次に、図 4 は実施の形態 2 に係る高周波発振器を示す構成図である。図 4 において、図 1 に示す実施の形態 1 と異なる点は、分布定数線路共振器として、図 5 に示す等価回路図に示すように、先端短絡線路共振器 28 を用いている点である。

【0042】この実施の形態 2 において、先端短絡線路共振器 28 の電気長は、図 5 に示す等価回路図のように、所望周波数において $5/4$ 波長の場合を示す。図 5 において、図 2 に示す実施の形態 1 に係る先端開放線路共振器 23 の等価回路図と同一符号は同一部分を示しその説明は省略する。新たな符号として、29 は所望周波数で $1/4$ 波長となる伝送線路である。また、図 6 は図 5 の先端短絡線路共振器 28 中の高周波電流の分布を示す図である。

【0043】この実施の形態 2 においても、実施の形態 1 の場合と同様に、先端短絡線路共振器 28 とトランジスタ側回路 (能動回路) との接続点から共振器側を見た反射係数を Γt とすると、所望周波数 f_0 において、 $\angle \Gamma t = 0$ が成り立つ。しかしながら、先端短絡線路共振器 28 の電気長が、周波数 f_0 において、 $5/4$ 波長である場合には、周波数 $f_0/5$ において、 $\angle \Gamma t = 0$ 、周波数 $3f_0/5$ において、 $\angle \Gamma t = 0$ も成り立つ。したがって、これらの周波数においても、式 (4)、

(5) が成立し、発振が生じることが多い。

【0044】このような不要周波数での発振を防止するため、実施の形態 2 においては、先端短絡線路共振器 28 中の共振器の短絡端から所望周波数 f_0 で $1/4$ 波長の位置及びその点からさらに $1/2$ 波長の位置に、抵抗 $26a$ 及び $26b$ を共振器に直列に挿入する。このようにすることにより、実施の形態 1 の場合と同様に、所望周波数 f_0 においては、図 6 に示すように、これらの位置は電流の節となるので、抵抗中に高周波電流はほとんど流れない。したがって、抵抗挿入による損失の増加はなく、発振の停止や位相雑音の劣化はない。

【0045】一方、 $f_0/5$ 、 $3f_0/5$ においては、図 6 に示すように、抵抗中に高周波電流が流れ、損失が増加して式 (4) を満たさなくなるため、これらの周波数での不要発振を抑制することができる。したがって、実施の形態 1 の場合と同様、不要発振がなく、位相雑音

特性の優れた発振器を得ることができる。

【0046】なお、この実施の形態 2 では、先端短絡線路共振器 2 8 の電気長が所望周波数において $5/4$ 波長の場合に、共振器開放端から所望周波数 f_0 で $1/4$ 波長の位置及びその点からさらに $1/2$ 波長の位置にそれぞれ抵抗 2 6 a 及び 2 6 b を共振器に直列に挿入したが、一般的には、 $(1/2 + n/4)$ (n は 1 以上の任意の正の整数) 波長である場合に、所望周波数で共振器の電流の節となる位置に抵抗を直列に挿入すればよく、上記実施の形態 1 と同様な効果を得ることができる。

【0047】実施の形態 3。次に、図 7 は高周波発振器の分布定数線路共振器として用いる実施の形態 3 に係る先端開放マイクロストリップ線路共振器を示す図である。ここでは、先端開放マイクロストリップ線路共振器の電気長が所望周波数 f_0 において $3/2$ 波長の場合を示す。図 7 において、3 0 は先端開放マイクロストリップ線路共振器、3 1 はマイクロストリップ線路共振器を形成した基板、3 2 a 及び 3 2 b は薄膜抵抗、3 3 はマイクロストリップ線路共振器と外部の回路とを接続するためのワイヤである。なお、実施の形態 3 においては、発振器のその他の部分の構成は、図 1 と同一である。

【0048】この実施の形態 3 による高周波発振器の動作は、実施の形態 1 と同様であるが、この実施の形態 3 においてはさらに以下の作用があり、回路構成上の利点が多い。すなわち、共振器用分布定数線路として、マイクロストリップ線路である先端開放分布定数線路を用いることにより、小型でかつ平面回路で構成が可能というマイクロストリップ線路共振器の特長を生かし、共振器を含めた発振器全体を平面回路で構成でき、実装を容易に、かつ発振器を小形にすることができ、さらに、薄膜抵抗を使用できるため、エッチングにより容易に抵抗を構成することができるという利点がある。

【0049】実施の形態 4。次に、図 8 は実施の形態 4 の高周波発振器に用いるマイクロストリップ線路リング共振器を示す図である。ここでは、マイクロストリップ線路リング共振器の電気長が、所望周波数 f_0 において 2 波長の場合を示す。図 8 において、6 1 はマイクロストリップ線路リング共振器である。なお、実施の形態 4 においては、発振器のその他の部分の構成は、図 1 と同一である。

【0050】この実施の形態 4 による高周波発振器の動作も、実施の形態 1 と同様であるが、この実施の形態 4 においては実施の形態 3 と同様にさらに以下の作用があり、回路構成上の利点が多い。すなわち、実施の形態 4 においては、共振器としてマイクロストリップ線路リング共振器を用いているので、実装を容易に、かつ発振器全体を平面回路で構成でき、実装を容易に、かつ発振器を小形にすることができ、さらに、薄膜抵抗を使用できるため、エッチングにより容易に抵抗を構成することができるという利点がある。

【0051】実施の形態 5。図 9 は実施の形態 5 の高周波発振器に用いる先端短絡マイクロストリップ線路共振器を示す図である。ここでは、先端短絡マイクロストリップ線路共振器の電気長が、所望周波数 f_0 において $3/2$ 波長の場合を示す。図 9 において、3 4 は先端短絡マイクロストリップ線路共振器、3 5 はスルーホールである。なお、実施の形態 5 においては、発振器のその他の部分の構成は、図 4 と同一である。

【0052】次に、実施の形態 5 による高周波発振器の動作を説明する。図 9 において、接続ワイヤ 3 3 から先端短絡マイクロストリップ線路共振器 3 4 を見た反射係数を Γ_t とすると、所望周波数 f_0 において、 $\angle \Gamma_t = \pi$ である。したがって、この場合には、式 (5) より、トランジスタ側の回路 (能動回路) は、所望周波数 f_0 において、 $\angle \Gamma_a = (2n-1)\pi$ となるよう設計される。しかしながら、周波数 $f_0/3$ において、 $\angle \Gamma_t = \pi$ 、周波数 $2f_0/3$ において、 $\angle \Gamma_t = \pi$ も同時に成り立つので、これらの周波数においても、発振が生じることが多い。

【0053】このため、実施の形態 1~3 と同様に、所望周波数で電流の節となる位置に、共振器に直列に抵抗を挿入することにより、所望周波数に対しては発振の停止や位相雑音の劣化がなく、不要周波数に対しては損失を増加させて不要発振を抑制することができる。また、実施の形態 5 においては、共振器として先端短絡マイクロストリップ線路共振器を用いているので、共振器を含めた発振器全体を平面回路で構成でき、実装を容易に、かつ発振器を小形にすることができる。また、エッチングにより容易に薄膜抵抗が構成でき、さらに、スルーホールにより高周波でも良好な接地が得られるという利点がある。

【0054】実施の形態 6。図 10 は実施の形態 6 の高周波発振器に用いる先端開放線路共振器を示す図である。ここでは、先端開放線路共振器の電気長が、所望周波数 f_0 において 1 波長の場合を示す。図 10 において、2 5 は所望周波数で $1/2$ 波長の伝送線路、2 9 a、2 9 b は所望周波数で $1/4$ 波長の伝送線路、3 6 a、3 6 b は共振器に並列に挿入した抵抗である。なお、実施の形態 6 においては、発振器のその他の部分の構成は、図 1 と同一である。また、図 11 は図 10 の先端開放線路共振器 2 3 中の高周波電圧の分布を示す図である。

【0055】次に、実施の形態 6 による高周波発振器の動作を説明する。実施の形態 6 においては、所望周波数 f_0 で 1 波長の先端開放線路共振器を用いているので、抑圧すべき不要発振周波数は、主として $f_0/2$ である。このような不要発振を防止するため、実施の形態 6 では、図 10 に示すように、先端開放線路共振器 2 3 中の、共振器の開放端から f_0 で $1/4$ 波長の位置、及びその点からさらに $1/2$ 波長の位置に、抵抗 3 6 a、3

6bを共振器に並列に挿入する。

【0056】所望周波数 f_0 においては、図11に示すように、これらの位置は電圧の節となるので、並列抵抗中に高周波電流はほとんど流れない。したがって、並列抵抗の挿入による損失の増加はなく、発振の停止や位相雑音の劣化はない。一方、 $f_0/2$ においては、図11に示すように、並列抵抗中に高周波電流が流れ、損失が増加して式(4)を満たさなくなるため、この周波数での不要発振を抑制することができる。このため、所望周波数での電気長が1波長となる共振器を使用しても、不要発振が生じることなく、反射係数の位相の周波数変化 $\Delta(\angle\Gamma)/\Delta f$ を大きくできる分、より共振器のQ \uparrow が大きくなつて、位相雑音特性の優れた高周波発振器を得ることができる。

【0057】実施の形態7、図12は実施の形態7の高周波発振器に用いる先端短絡マイクロストリップ線路共振器を示す図である。ここでは、先端短絡マイクロストリップ線路共振器の電気長が、所望周波数 f_0 において $5/4$ 波長の場合を示す。図12において、 $3.5a \sim 3.5e$ はスルーホール、 $3.7a \sim 3.7d$ は共振器に並列に挿入した薄膜抵抗である。なお、実施の形態7においては、発振器のその他の部分の構成は、図4と同一である。

【0058】実施の形態7による高周波発振器の動作は、実施の形態6と同様であるが、実施の形態7においてはさらに以下の作用があり、回路構成上の利点が多い。すなわち、実施の形態7においては、共振器として先端短絡マイクロストリップ線路共振器を用いているので、共振器を含めた発振器全体を平面回路で構成でき、実装を容易に、かつ発振器を小形にすることができる。また、エッチングにより容易に薄膜抵抗が構成でき、さらに、スルーホールあるいは $1/4$ 波長先端開放線路により、高周波でも良好な接地が得られるという利点がある。

【0059】実施の形態8、図13は実施の形態8の高周波発振器に用いる先端開放マイクロストリップ線路共振器を示す図である。ここでは、先端開放マイクロストリップ線路共振器の電気長が、所望周波数 f_0 において1波長 $(\lambda g_1/4 + \lambda g_1/2 + \lambda g_1/4 = \lambda g_1)$ の場合を示す。図13において、 $3.8a \sim 3.8d$ は、発振の可能性のある不要周波数で $1/4$ 波長 $(\lambda g_2/4)$ となる先端開放線路であり、実施の形態8の場合、発振の可能性のある不要周波数としては、たとえば、 $f_0/2$ である。なお、実施の形態8においては、発振器のその他の部分の構成は、図1と同一である。

【0060】実施の形態8による高周波発振器の動作

$$Y_i = \frac{1}{R_i} + j2\pi f C_i$$

【0066】

は、実施の形態6と同様であるが、実施の形態8においては、実施の形態7と同様に、さらに以下の作用があり、回路構成上の利点が多い。すなわち、実施の形態8においては、共振器として先端開放マイクロストリップ線路共振器を用いているので、共振器を含めた発振器全体を平面回路で構成でき、実装を容易に、かつ発振器を小形にすることができる。また、エッチングにより容易に薄膜抵抗が構成でき、さらに、スルーホールあるいは $1/4$ 波長先端開放線路により、高周波でも良好な接地が得られるという利点がある。

【0061】なお、以上の実施の形態においては、共振器用線路としてマイクロストリップ線路を用いた例を示したが、マイクロストリップ線路の代わりに、同軸線路、コプレナ線路、スロット線路等であってもよく、同様の効果を奏する。また、以上の実施の形態においては、半導体素子として電界効果トランジスタを用いた例を示したが、トランジスタであってもよく、同様の効果を奏する。

【0062】また、実施の形態3、実施の形態4、実施の形態5、実施の形態7及び実施の形態8においては、抵抗として薄膜抵抗を用いた例を示したが、薄膜抵抗の代わりにチップ抵抗等を用いてもよく、チップ抵抗の場合には、安価なプリント基板が使用できるという利点がある。さらに、実施の形態5及び実施の形態7においては、共振器用線路の短絡方法の例として、スルーホールを用いた場合を示したが、ワイヤリボン等により導体に接続してもよく、同様の効果を奏する。

【0063】実施の形態9、図14は実施の形態9の高周波発振器に用いる先端開放線路共振器23の等価回路を示す図である。図14において、25は特性インピーダンスが Z_0 、電気長が所望周波数 f_0 で $1/2$ 波長の伝送線路、29は特性インピーダンスが Z_0 、電気長が所望周波数 f_0 で $1/4$ 波長の伝送線路、39は所望周波数 f_0 で十分大きな容量 C を持つキャパシタ、40は共振器の特性インピーダンス Z_0 と同程度の抵抗値 R_t を持つ抵抗である。なお、実施の形態9においては、発振器のその他の部分の構成は、図1と同一であるが、先端開放線路共振器23には、抵抗は挿入されない。

【0064】次に、実施の形態9による高周波発振器の動作を説明する。図14において、共振器の開放端に接続されたキャパシタ39と抵抗40との並列回路のアドミタンス Y_t 及び共振器の入力端子27から見たインピーダンス Z_r は、それぞれ次式で与えられる。

【0065】

【数5】

…(6)

【数6】

$$Z_r = Y_r \cdot Z_0^2 = Z_0^2 \cdot \left(\frac{1}{R_t} + j2\pi f C_t \right) \quad \cdots(7)$$

【0067】ここで、所望周波数 f_0 近傍において、キャパシタ 39 のサセプタンス $2\pi f C_t$ が抵抗 40 のコンダクタンス $1/R_t$ より十分大きくなるように、容量 C_t 、抵抗値 R_t を選べば、抵抗 40 の寄与はきわめて小さくなり、先端開放線路共振器 23 は、キャパシタ 39 により先端が短絡された共振器と等価となる。したがって、抵抗 40 による損失の増加はなく、発振の停止や位相雑音の劣化はない。しかしながら、周波数が低くなるのに比例してキャパシタ 39 のサセプタンス $2\pi f C_t$ は小さくなり、一方、抵抗 40 の抵抗値 R_t は変わらないので、所望周波数 f_0 の $1/2$ 、 $1/3$ などの低い周波数では、抵抗 40 の寄与が大きくなり、共振時の損失が増加する。したがって、これらの周波数では式

(4) を満たさなくなるため、不要発振を抑制することができる。

【0068】実施の形態 10、図 15 は実施の形態 10 の高周波発振器に用いるマイクロストリップ線路共振器を示す図である。図 15 において、30 は先端開放マイクロストリップ線路共振器、39 は所望周波数で十分大きな容量 C_t を持つキャパシタ、40 は共振器の特性インピーダンス Z_0 と同程度の抵抗値 R_t を持つ抵抗であり、本実施の形態においては、39、40 はいずれもチップ部品を用いた場合を示している。なお、実施の形態 10 においては、発振器のその他の部分の構成は、図 1 と同一である。

$$Z_r = R_t + j2\pi f L_t \quad \cdots(8)$$

【0073】

$$Z_r = \frac{Z_0^2}{Z_t} = \frac{Z_0^2}{R_t + j2\pi f L_t} \quad \cdots(9)$$

【0074】ここで、所望周波数 f_0 近傍において、インダクタ 41 のリアクタンス $2\pi f L_t$ が抵抗 40 の抵抗値 R_t より十分大きくなるように L_t と R_t を選べば、抵抗 40 の寄与はきわめて小さくなり、先端開放線路共振器 23 は、先端が開放された共振器と等価となる。したがって、抵抗 40 による損失の増加はなく、発振の停止や位相雑音の劣化はない。しかしながら、周波数が低くなるのに比例して $2\pi f L_t$ は小さくなり、一方、 R_t は変わらないので、所望周波数の $1/2$ 、 $1/3$ などの低い周波数では、抵抗 40 の寄与が大きくなり、共振時の損失が増加する。したがって、これらの周波数では式 (4) を満たさなくなるため、不要発振を抑制することができる。

【0075】実施の形態 12、図 17 は実施の形態 12 の高周波発振器に用いるマイクロストリップ線路共振器を示す図である。図 17 において、30 は先端開放マイ

【0069】実施の形態 10 による発振器の動作は、実施の形態 9 と同様であるが、実施の形態 10 ではマイクロストリップ線路共振器を用いているので、共振器を含めた発振器全体を平面回路で構成でき、実装を容易に、かつ発振器を小形にすることができる。また、抵抗 40 は薄膜抵抗、チップ抵抗等により、また、キャパシタ 39 は MIM キャパシタ、チップコンデンサ等により、それぞれ容易に構成できる。さらに、接地も、スルーホールあるいは $1/4$ 波長先端開放線路により、高周波でも良好な接地が得られるという利点がある。

【0070】実施の形態 11、図 16 は実施の形態 11 の高周波発振器に用いる先端開放線路共振器 23 の等価回路を示す図である。図 16 において、41 は所望周波数で十分大きなインダクタンス L_t を持つインダクタである。なお、実施の形態 11 においては、発振器のその他の部分の構成は、図 1 と同一である。

【0071】次に、実施の形態 11 による高周波発振器の動作を説明する。図 16 において、先端開放線路共振器 23 の開放端に接続されたインダクタ 41 のインダクタンス L_t と抵抗 40 の抵抗値 R_t との直列回路のインピーダンス Z_r と及び共振器の入力端子 27 から見たインピーダンス Z_i は、それぞれ次式で与えられる。

【0072】

【数 7】

【数 8】

クロストリップ線路共振器、40 は共振器の特性インピーダンスと同程度の抵抗値 R_t を持つ抵抗、42 は基板上のパターンで形成したインダクタである。なお、実施の形態 12 においては、発振器のその他の部分の構成は、図 1 と同一である。

【0076】実施の形態 12 による高周波発振器の動作は、実施の形態 11 と同様であるが、実施の形態 12 ではマイクロストリップ線路共振器を用いているので、共振器を含めた発振器全体を平面回路で構成でき、実装を容易に、かつ発振器を小形にすることができる。また、抵抗は薄膜抵抗、チップ抵抗等により、また、インダクタはパターンインダクタ、チップインダクタ等により、それぞれ容易に構成できる。さらに、接地も、スルーホールあるいは $1/4$ 波長先端開放線路により、高周波でも良好な接地が得られるという利点がある。

【0077】実施の形態 13、図 18 は実施の形態 13

の高周波電圧制御発振器を示す外形図である。図18において、43は電界効果トランジスタ44、45、46はそれぞれ、電界効果トランジスタ43のゲート端子、ドレイン端子、ソース端子、47は後述する副共振回路及び能動回路を搭載する第1の基板、48はスループホール、49は基板47上のパターンの形成したインダクタ、50は電界効果トランジスタ43のドレイン端子に並列に接続されたチップコンデンサ、51は発振器の出力を負荷に結合させるためのチップコンデンサ、52は印加電圧により接合容量が変化する可変容量素子としてのバクタダイオード、53は基板47上のパターンで形成したマイクロストリップ線路、54は副共振回路、55は分布定数線路共振器である主共振器、56は第1の基板47とは材質または基板厚が異なり、主共振器55を搭載してなる第2の基板、57はワイヤ、62は主共振器55中に挿入した薄膜抵抗であり、主共振器55と副共振回路54で同調回路を構成するのに対し、電界効果トランジスタ43、インダクタ49、チップコンデンサ50及び51により能動回路を構成している。また、図19は図18に示す高周波電圧制御発振器の等価回路図である。

【0078】次に、実施の形態13による高周波電圧制御発振器の特長を説明する。実施の形態13による高周波電圧制御発振器においては、電界効果トランジスタ43とその周辺回路、及びバクタダイオード52を含む副共振回路54等は、たとえばアルミナセラミックの第1の基板47上に形成される。一方、それとは材質または基板厚が異なる第2の基板56上には主共振器55等が形成される。ここで、第1の基板47と第2の基板56の材質または基板厚を違える理由は、主共振器55は、Qを高くするために、電気長を大きくとったり、特性インピーダンスを低くしたりすることがあり、その場合、チタン酸バリウムのような誘電率が数十〜100程度の基板を用いるかまたは薄い基板を使用し、低インピーダンス線路を実現しやすくし、共振器を小型化する必要があるためである。一方、トランジスタとその周辺回路、副共振回路等は、パイパス回路のような高インピーダンス線路も使用するため、通常、アルミナセラミックやテフロンなどの誘電率2〜10程度の基板が用いられる。

【0079】実施の形態13では、図18に示すように、第1の基板47と第2の基板56とを密接させ、主共振器55と副共振回路54との接続点を第1の基板47の端面付近に配置する。そして、第1の基板中で、この接続点から電界効果トランジスタ43へ向かう線路を、接続点近傍では基板端面に對しおおよそ 30° から 60° とし、一方、同じく第1の基板中で、この接続点から副共振回路54へ向かう線路を、接続点近傍では、電界効果トランジスタ43へ向かう線路に對しおおよそ 60° から 120° となるよう配置する。このように高

周波電圧制御発振器を構成することにより、主共振器55と第1の基板中で上記接続点から電界効果トランジスタ43へ向かう線路と、第1の基板中で上記接続点から副共振回路54へ向かう線路のいずれもが平行とならないようにして、空間上に飛散する電磁界の影響による線路の結合を避けて、必要な回路を各1枚ずつの基板に集約でき、かつ、各々の基板を加工及び実装が容易な長方形とすることができるので、製作コストを低くすることができる。

【0080】実施の形態14、図20は実施の形態14の高周波電圧制御発振器を示す外形図である。前述したように、主共振器は電気長が長いほど、また、特性インピーダンスが低いほど、そのQを高くすることができる、より低位相雑音な共振器を構成することができる。しかしながら、特性インピーダンスを低くしていくと主共振器の幅が太くなり、TEMモード以外の不要モードによる共振が生じる恐れがある。この問題を解決するために、実施の形態14では、図20に示すように、実施の形態13の高周波電圧制御発振器において、第2の基板56上に主共振器55を複数個並列に配置し、それらの主共振器をワイヤ57により、副共振回路54と一点で接続する。このように高周波電圧制御発振器を構成することにより、各々の主共振器の幅は一定以下に保ったまま線路の幅方向の共振を防いで主共振器を並列に複数配置してそのインピーダンスを等価的に低くすることができ、不要モードによる共振がなく、かつより低位相雑音な高周波共振器を構成することができる。

【0081】実施の形態15、図21は実施の形態15の高周波電圧制御発振器を示す外形図である。実施の形態15においては、主共振器の特性インピーダンスを低くしてQを高めつつ、不要モードによる共振を避けるため、図21に示すように、主共振器55の長さ方向に平行にスリットを設ける。このような構成とすることにより、主共振器55がTEMモード以外で共振するのを防ぐことができる。このため、各々の主共振器の幅は一定以下に保ったまま、主共振器のインピーダンスを等価的に低くすることができ、不要モードによる共振がなく、かつ、より低位相雑音な共振器を構成することができる。

【0082】実施の形態16、図22は実施の形態16の高周波電圧制御発振器を示す外形図である。実施の形態16では、図22に示すように、実施の形態13の高周波電圧制御発振器において、第2の基板56上に主共振器55を複数個並列に、かつJ字形に折曲げて配置し、それらの主共振器をワイヤ57により副共振回路54と一点で接続する。このように高周波電圧制御発振器を構成することにより、実施の形態14と同様に、各共振器の幅は一定以下に保ったまま、主共振器のインピーダンスを等価的に低くすることができ、より低位相雑音な共振器を構成できる。さらに、基板56上で主共振

器55を自由に配置できるので、基板面積を有効に活用できるという利点がある。

【0083】実施の形態17. 図23は実施の形態17の高周波電圧制御発振器を示す外形図である。実施の形態17では、図23に示すように、実施の形態13の高周波電圧制御発振器において、第2の基板56上に主共振器55を複数個並列に、かつV字形（U字形）に折曲げて配置し、それらの主共振器をワイヤ57により副共振回路54と一点で接続する。このように高周波電圧制御発振器を構成することにより、実施の形態14と同様に、各共振器の幅は一定以下に保ったままで、主共振器のインピーダンスを等価的に低くすることができ、より低位相雑音な発振器を構成できる。さらに、基板56上で主共振器55を自由に配置できるので、基板面積を有効に活用できるという利点がある。なお、実施の形態16及び17以外に、第2の基板56上に複数並列に配置する主共振器55を、例えばL字形に折曲げて配置してもよく、同様な効果が期待できる。

【0084】実施の形態18. 図24は実施の形態18の発振器を示す外形図である。図24において、58は基板56上に形成したコンデンサ用の電極パターンである。図1に示すような直列帰還形の発振器では、トランジスタの各端子に並列にリアクタンス素子が必要である。いま、並列リアクタンス素子としてキャパシタを用いる場合、従来の構成の発振器では、たとえば図18のように、チップコンデンサ50を用いていた。実施の形態18では、図24に示すように、主共振器を形成する基板56上に電極パターン58を設け、チップコンデンサ50の代わりに並列キャパシタとして使用する。基板56が、たとえばチタン酸バリウムのような高誘電率基板である場合、その誘電率は数十であるので、帰還容量として必要な数pF程度のキャパシタは、コンマ数ミル角程度のパターンで構成できる。したがって、発振器を構成するキャパシタの数を削減でき、製作コストを低くすることができる。また、基板56上の電極パターン58をキャパシタとして使用する場合、基板56上に複数のパターンを設けておき、接続ワイヤの付けはずしによって、特性を確認しながら容易に調整ができるという利点もある。

【0085】実施の形態19. 図25は実施の形態19の高周波発振器を示す外形図である。また、図26は図25のA-A'線の断面を示した図である。図25及び図26において、59は基板56を載せる薄いキャリア、60は基板47の表裏のグランドを接続するためのスルーホールである。

【0086】実施の形態13等にした高周波発振器の安装方法によると、主共振器55を形成する基板として薄膜抵抗を使用する場合、発振器の回路をすべてマイクロ波集積回路で構成する必要があり、高価であった。実施の形態19では、主共振器を高誘電率化が可能な薄膜

基板56上に形成し、一方、電界効果トランジスタ43や副共振回路54等の他の回路を形成する基板47は、エッチングでパターン形成が可能なガラスエポキシ、テフロン等とし、基板47上に基板56を搭載する。基板56と基板47のグランドを共通とするため、基板47上の基板56を載せるパターンは、基板47中のスルーホール等を介して接地導体に接続する。基板56は必要に応じてキャリア59上に載せた上で、基板47上に実装してもよい。このように構成することにより、主共振器55以外の回路を安価なガラスエポキシ、テフロン等の基板上に構成でき、さらには位相同期ループ等の他の回路とも一体化することができるので、低位相雑音で、かつ製作コストの低い発振器を提供することができる。

【0087】

【発明の効果】以上のように、この発明によれば、分布定数線路共振器を主共振器とする同調回路と、この同調回路により定められた発振周波数に基づいて発振を立ち上げさせ、かつ定常状態に至った後損失エネルギーを捕うようにする能動回路とを備えた高周波発振器において、上記分布定数線路共振器として、その電気長が所望周波数で $(1/2 + n/4)$ （ n は1以上の任意の正の整数）波長であり、かつ所望周波数でその線路共振器中の電流の節となる位置に抵抗を挿入したので、所望周波数では抵抗中に高周波電流がほとんど流れず、したがって、抵抗挿入による共振器のQの低下はなく、抵抗のない場合と比較して位相雑音の劣化はない。一方、所望周波数以外では、抵抗中に高周波電流が流れるため、不要モードでの共振時の損失を増加させ、不要発振を抑制することができる。このため、所望周波数での電気長が $n/2$ 波長（ $n=2, 3, 4, \dots$ ）となる共振器を使用しても、所望発振周波数の $1/2$ または $1/3$ などの不要発振が生じることなく、より位相雑音特性の優れた高周波発振器を得ることができるという効果がある。

【0088】また、他の発明に係る高周波発振器は、分布定数線路共振器を主共振器とする同調回路と、この同調回路により定められた発振周波数に基づいて発振を立ち上げさせ、かつ定常状態に至った後損失エネルギーを捕うようにする能動回路とを備えた高周波発振器において、上記分布定数線路共振器として、その電気長が所望周波数において $1/2$ 波長以上であり、かつ所望周波数においてその線路共振器中の電圧の節となる位置で抵抗を介してその線路共振器を高周波的に接地したので、所望周波数では接地抵抗中に高周波電流がほとんど流れず、したがって、接地抵抗挿入による共振器のQの低下はなく、抵抗のない場合と比較して位相雑音の劣化はない。一方、所望周波数以外では、接地抵抗中に高周波電流が流れるため、不要モードでの共振時の損失を増加させ、不要発振を抑制することができる。このため、所望周波数での電気長が $n/2$ 波長（ $n=2, 3, 4, \dots$ ）となる共振器を使用しても、所望発振周波数の1

／2 または $1/3$ などの不要発振が生じることなく、より位相雑音特性の優れた発振器を得ることができるという効果がある。

【0089】また、上記分布定数線路共振器を、マイクロストリップ線路を用いた先端開放分布定数線路または先端短絡分布定数線路のいずれかで構成することにより、小型でかつ平面回路で構成が可能というマイクロストリップ線路共振器の特長を生かし、高周波発振器を、より小型かつ簡易な構造で構成することができるという効果がある。

【0090】また、他の発明に係る高周波発振器は、分布定数線路共振器を主共振器とする同調回路と、この同調回路により定められた発振周波数に基づいて発振を立ち上げさせ、かつ定常状態に至った後損失エネルギーを補うようにする能動回路とを備えた高周波発振器において、上記分布定数線路共振器として先端開放分布定数線路を用い、該先端開放分布定数線路の開放端を、キャパシタと抵抗との並列回路を介して接地することにより、所望周波数近傍ではキャパシタにより先端が短絡された共振器と等価となり、一方、所望周波数の $1/2$ 、 $1/3$ などの低い周波数では、キャパシタのリアクタンスが大きくなるため、キャパシタと並列接続された抵抗により共振時の損失が増加し、不要発振を抑制することができるという効果がある。

【0091】また、他の発明に係る高周波発振器は、分布定数線路共振器を主共振器とする同調回路と、この同調回路により定められた発振周波数に基づいて発振を立ち上げさせ、かつ定常状態に至った後損失エネルギーを補うようにする能動回路とを備えた高周波発振器において、上記分布定数線路共振器として先端開放分布定数線路を用い、該先端開放分布定数線路の開放端を、インダクタと抵抗との直列回路を介して接地することにより、所望周波数近傍ではインダクタにより開放となっており、抵抗による損失の増加はなく、一方、所望周波数の $1/2$ 、 $1/3$ などの低い周波数では、インダクタのリアクタンスが小さくなるため、インダクタと直列接続された抵抗により共振時の損失が増加し、不要発振を抑制することができるという効果がある。

【0092】また、さらに他の発明に係る高周波発振器は、分布定数線路共振器でなる主共振器と、印加電圧により接合容量が変化する可変容量素子を含む副共振器と、上記主共振器及び副共振器を有する同調回路により定められた発振周波数に基づいて発振を立ち上げさせ、かつ定常状態に至った後損失エネルギーを補うようにする能動回路と、上記副共振器及び上記能動回路を搭載した第1の基板と、この第1の基板とは異なる材質及び基板厚を有し上記主共振器を搭載した第2の基板とを備え、上記主共振器と上記副共振器及び上記能動回路とを、上記第1の基板と上記第2の基板との接合面付近の一点で接続すると共に、上記第1の基板中で上記能動回

路へ向かう線路を、上記接続部近傍で基板端面に対し 30° ないし 60° となるように配置すると共に、上記第1の基板中で上記接続点から上記副共振器へ向かう線路を、上記接続部近傍で上記能動回路へ向かう線路に対して 60° ないし 120° となるように配置することにより、主共振器を、高誘電率基板上に形成して小型化し、一方、他の回路は材質または基板厚が異なる別基板上に構成した場合においても、実装面から回路構成が制約を受けたり、また、基板を分割して基板枚数を増やしたり、あるいは基板を複雑な形状に加工したりする必要がなく、基板加工及び組立が容易になり、製作コストを低くすることができるという効果がある。

【0093】また、上記主共振器は、その長手方向に沿って平行に複数のスリットが設けられていて、上記接続点で並列接続して構成することにより、より低インピーダンスな主共振器が構成でき、したがって、より位相雑音の低い高周波発振器を得ることができるという効果がある。

【0094】また、上記主共振器は、複数備えたり、上記接続点で並列接続して構成することにより、より低インピーダンスな主共振器が構成でき、したがって、より位相雑音の低い高周波発振器を得ることができるという効果がある。

【0095】また、上記主共振器を、J字形、V字形、L字形のいずれかに折曲げられて配置することにより、回路構成の自由度をより大きくすることができるという効果がある。

【0096】また、上記第2の基板上に、上記能動回路の並列リアクタンス素子としてキャパシタを用いる場合の電極パターンを設けることにより、高周波発振器を構成するキャパシタの数を削減でき、製作コストを低くすることができるという効果がある。

【0097】さらに、上記第1の基板を、エッチングでパターン形成が可能な基板で構成すると共に、上記第2の基板を、上記第1の基板上に搭載し、かつ上記第2の基板の接地導体を上記第1の基板中のスルーホールを介して上記第1の基板の接地導体に接続することにより、第1の基板上に構成した位相同期ループ等の他の回路と一体化することができ、低位相雑音で、かつ製作コストの低い高周波発振器を構成することができるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】 この発明の実施の形態1に係る高周波発振器を示す構成図である。

【図2】 図1の先端開放線路共振器23の等価回路図である。

【図3】 図2の先端開放線路共振器23中の高周波電流の分布を示す図である。

【図4】 この発明の実施の形態2に係る高周波発振器を示す構成図である。

【図 5】 図 4 の先端短絡線路共振器 28 の等価回路図である。

【図 6】 図 5 の先端短絡線路共振器 28 中の高周波電流の分布を示す図である。

【図 7】 この発明の実施の形態 3 に係る高周波共振器に用いる先端開放マイクロストリップ線路共振器を示す図である。

【図 8】 この発明の実施の形態 4 に係る高周波共振器に用いるマイクロストリップ線路リング共振器を示す図である。

【図 9】 この発明の実施の形態 5 に係る高周波共振器に用いる先端短絡マイクロストリップ線路共振器を示す図である。

【図 10】 この発明の実施の形態 6 に係る高周波共振器に用いる先端開放線路共振器の等価回路図である。

【図 11】 図 10 の先端開放線路共振器 23 中の高周波電圧の分布を示す図である。

【図 12】 この発明の実施の形態 7 に係る高周波共振器に用いる先端短絡マイクロストリップ線路共振器を示す図である。

【図 13】 この発明の実施の形態 8 に係る高周波共振器に用いる先端開放マイクロストリップ線路共振器を示す図である。

【図 14】 この発明の実施の形態 9 に係る高周波共振器に用いる共振器の等価回路図である。

【図 15】 この発明の実施の形態 10 に係る高周波共振器に用いるマイクロストリップ線路共振器を示す図である。

【図 16】 この発明の実施の形態 11 に係る高周波共振器に用いる共振器の等価回路図である。

【図 17】 この発明の実施の形態 12 に係る高周波共振器に用いるマイクロストリップ線路共振器を示す図である。

【図 18】 この発明の実施の形態 13 に係る高周波電圧制御共振器を示す外形図である。

【図 19】 この発明の実施の形態 13 に係る高周波電圧制御共振器の等価回路図である。

【図 20】 この発明の実施の形態 14 に係る高周波電圧制御共振器を示す外形図である。

【図 21】 この発明の実施の形態 15 に係る高周波電圧制御共振器を示す外形図である。

【図 22】 この発明の実施の形態 16 に係る高周波電圧制御共振器を示す外形図である。

【図 23】 この発明の実施の形態 17 に係る高周波電圧制御共振器を示す外形図である。

【図 24】 この発明の実施の形態 18 に係る高周波共振器を示す外形図である。

【図 25】 この発明の実施の形態 19 に係る高周波共振器を示す外形図である。

【図 26】 図 25 の A-A' 線の断面を示した図である。

【図 27】 従来のマイクロ波及びミリ波帯共振器を示す回路図である。

【図 28】 図 27 に示す共振器の等価回路図である。

【図 29】 共振器の位相雑音と共振器中の共振回路の Q との関係について説明する図である。

【図 30】 $n/2$ 波長先端開放線路共振器 ($n \geq 2$) 中の高周波電圧の分布を示す図である。

【図 31】 従来のマイクロ波及びミリ波帯共振器を示す回路図 ($n/2$ 波長先端開放線路共振器 ($n \geq 2$) を用いたもの) である。

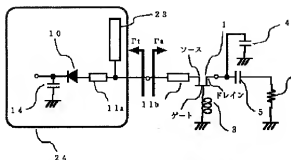
【図 32】 特開昭 62-29210 号公報に示された従来のマイクロ波帯高周波電圧制御共振器を示す回路図である。

【図 33】 1993 年信学大 C-44 "1/4 波長インピーダンス変成器結合形副共振器を用いた広帯域低雑音高周波電圧制御共振器" 中に示された従来のマイクロ波及びミリ波帯共振器の一実施方法を示す図である。

【符号の説明】

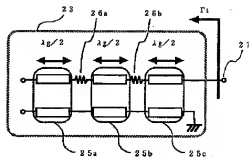
1 電界効果トランジスタ、2 先端開放マイクロストリップ線路共振器、3 インダクタ、4 キャパシタ、5 キャパシタ、6 負荷抵抗、10 バラクタダイオード、11 分布定数線路、12 抵抗、13 抵抗、14 キャパシタ、15 トランジスタ、16 バラクタダイオード、17 ワイヤ、18 アルミナセラミック基板、19 分布定数線路、20 アルミナセラミック基板、21 先端開放マイクロストリップ線路共振器、22 高誘電率基板、23 先端開放線路共振器、24 同調回路、25 伝送線路、26 抵抗、28 先端短絡線路共振器、29 伝送線路、30 先端開放マイクロストリップ線路共振器、31 基板、32 薄膜抵抗、33 ワイヤ、34 先端短絡マイクロストリップ線路共振器、35 スルーホール、36 抵抗、37 薄膜抵抗、38 先端開放線路、39 キャパシタ、40 抵抗、41 インダクタ、42 インダクタ、43 電界効果トランジスタ、47 基板、48 スルーホール、49 インダクタ、50 チップコンデンサ、51 チップコンデンサ、52 バラクタダイオード、53 マイクロストリップ線路、54 副共振回路、55 主共振器、56 基板、57 ワイヤ、58 電極パターン、60 スルーホール、61 マイクロストリップ線路リング共振器、62 主共振器 55 中に挿入した薄膜抵抗。

【図 1】



1: 電界効果トランジスタ
23: 先端開放線路共振器
24: 同調回路

【図 2】



2.6a, 2.6b: 抵抗

【図 3】

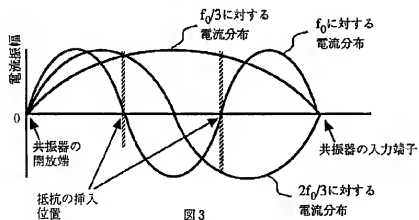
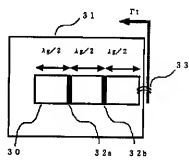
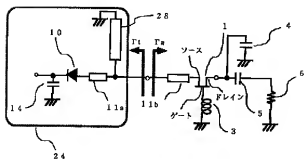


図 3

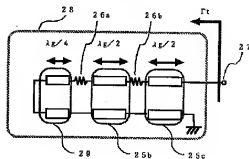
【図 7】



【図 4】

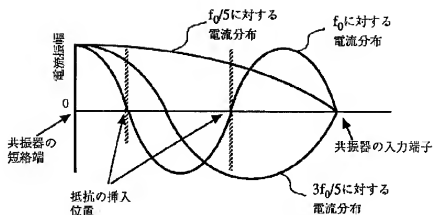


【図 5】

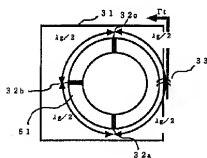


28: 先端短絡線路共振器

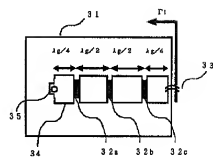
【図6】



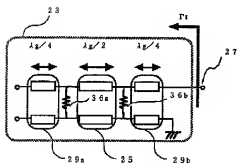
【図8】



【図9】

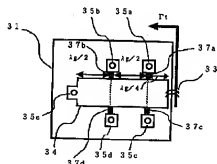


【図10】

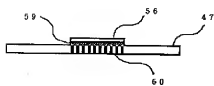


36 a, 36 b: 振抗

【図12】

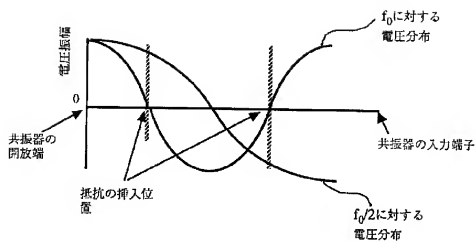


【図26】

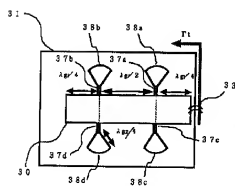


60: スルーホール

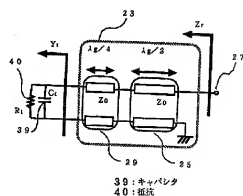
【図 11】



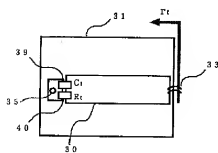
【図 13】



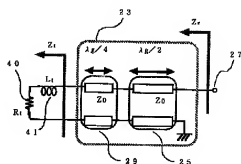
【図 14】



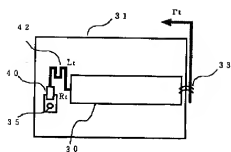
【図 15】



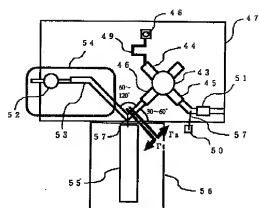
【図 16】



【図 17】

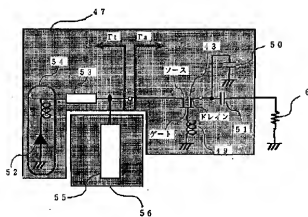


【図 18】

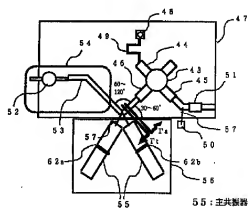


47: 第1の基板
53: マイクロストリップ線路
54: 副共振回路
55: 主共振器
56: 第2の基板

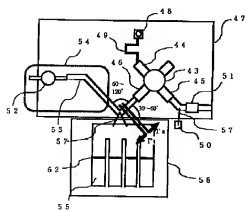
【図 19】



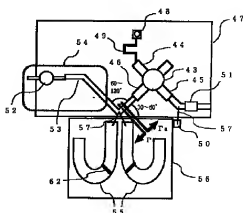
【図 20】



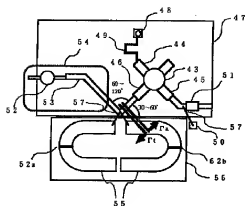
【図 21】



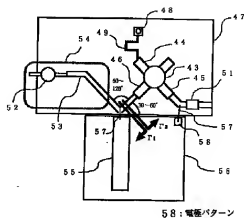
【図 22】



【図 23】

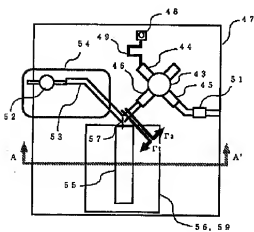


【図 24】

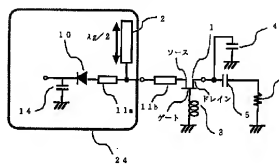


58:電極パターン

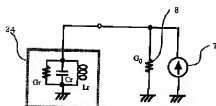
【図 25】



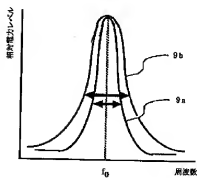
【図 27】



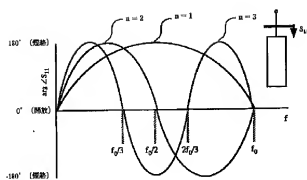
【図 28】



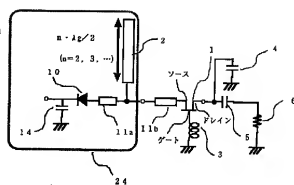
【図 29】



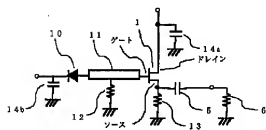
【図 30】



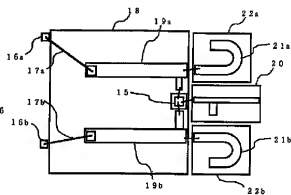
【図 31】



【図 32】



【図 33】



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-238025
(43)Date of publication of application : 09.09.1997

(51)Int. Cl. H03B 5/18

H01P 3/08

(21)Application number : 08-044958 (71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC
CORP

(22)Date of filing : 01.03.1996 (72)Inventor : IMAI YOSHIHIKO
ITO KENJI
IIDA AKIO

(54) HIGH FREQUENCY OSCILLATOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a high frequency oscillator having a low phase noise characteristics in compatible with that of an oscillator using a dielectric oscillator in the TE_{01δ} mode using a cylindrical dielectric disk while enhancing a characteristics of a microstrip line configured with a small sized planer circuit.

SOLUTION: In the oscillator having a semiconductor element such as a transistor(TR) or a field effect transistor and a resonator made up of a tip open or a tip short-circuit line (resonator 23 is a tip open line resonator), the electric length of the resonator is a 3/4 wavelength or over with respect to a desired frequency and a resistor is inserted in series with resonators 26a, 26b at a position of a node of a current at the desired frequency. Even when the resonator whose electric length at the desired frequency is n/2 wavelength (n=2, 3, 4,...) is in use, spurious oscillation whose oscillated frequency is 1/2 or 1/3 of the desired oscillating frequency is not caused and the high frequency oscillator with more excellent phase noise characteristics is obtained.

LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 30.11.1999
[Date of sending the examiner's
decision of rejection]
[Kind of final disposal of
application other than the
examiner's decision of rejection or
application converted registration]
[Date of final disposal for
application]
[Patent number] 3201947
[Date of registration] 22.06.2001
[Number of appeal against
examiner's decision of rejection]
[Date of requesting appeal against
examiner's decision of rejection]
[Date of extinction of right]

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] An oscillation is made to start based on the oscillation frequency defined by the tuning circuit which uses a distributed constant line resonator as the main resonator, and this tuning circuit. In the high-frequency oscillator equipped with the active circuit compensated with loss energy after resulting in a steady state and the above-mentioned distributed constant line resonator The high-frequency oscillator characterized by coming to insert resistance in the location which the electric merit becomes in a request frequency on wavelength ($n(2+n \lceil 1/4 \rceil)$ is the positive integer of one or more arbitration), and serves as a knot of the current in the line resonator in a request frequency.

[Claim 2] An oscillation is made to start based on the oscillation frequency defined by the tuning circuit which uses a distributed constant line resonator as the main resonator, and this tuning circuit. In the high-frequency oscillator equipped with the active circuit compensated with loss energy after resulting in a steady state and the above-mentioned distributed constant line resonator The high-frequency oscillator characterized by coming in RF to ground the line resonator in

the location which the electric merit becomes with $1/2$ or more waves in a request frequency, and serves as a knot of the electrical potential difference in the line resonator in a request frequency through resistance.

[Claim 3] The above-mentioned distributed constant line resonator is a high-frequency oscillator according to claim 1 or 2 characterized by becoming on either the head disconnection distributed constant line which used the microstrip line, or the head short circuit distributed constant line.

[Claim 4] The high-frequency oscillator characterized by to ground the open end of this head disconnection distributed constant line through the parallel circuit of a capacitor and resistance in the high-frequency oscillator equipped with the active circuit compensated with loss energy after making an oscillation start based on the oscillation frequency defined by the tuning circuit which uses a distributed constant line resonator as the main resonator, and this tuning circuit and resulting in a steady state, using a head disconnection distributed constant line as the above-mentioned distributed constant line resonator.

[Claim 5] The high-frequency oscillator characterized by to ground the open end of this head disconnection distributed constant line through the series circuit of an inductor and resistance in the high-frequency oscillator equipped with the active circuit compensated with loss energy after making an oscillation start based on the oscillation frequency defined by the tuning circuit which uses a distributed constant line resonator as the main resonator, and this tuning circuit and resulting in a steady state, using a head disconnection distributed constant line as the above-mentioned distributed constant line resonator.

[Claim 6] The main resonator which becomes with a distributed constant line resonator, and the subresonator containing the variable-capacity component from which a junction capacitance changes with applied voltage, The active circuit compensated with loss energy after making an oscillation start based on the oscillation frequency defined by the tuning circuit which has the above-mentioned main resonator and a subresonator and resulting in a steady state, It has the 1st substrate in which the above-mentioned subresonator and the above-mentioned active circuit were carried, and the 2nd substrate in which it has the different construction material or the substrate thickness from this 1st substrate, and the above-mentioned main resonator was carried. While connecting by one near the connection side of the 1st substrate of the above, and the 2nd substrate of the above, the above-mentioned main resonator, the above-mentioned subresonator, and the above-mentioned

active circuit While arranging the line which goes to the above-mentioned active circuit in the substrate of the above 1st so that it may become 30 degrees thru/or 60 degrees to a substrate end face near [connection] the above The high-frequency oscillator characterized by having arranged the line which faces to the above-mentioned subresonator from the above-mentioned node in the substrate of the above 1st so that it may become 60 degrees thru/or 120 degrees to the line which goes to the above-mentioned active circuit near [connection] the above.

[Claim 7] The above-mentioned main resonator is a high-frequency oscillator according to claim 6 characterized by two or more slits being prepared in parallel along with the longitudinal direction, and coming to carry out parallel connection in the above-mentioned node.

[Claim 8] The above-mentioned main resonator is a high-frequency oscillator according to claim 6 characterized by coming to have more than one and coming to carry out parallel connection in the above-mentioned node.

[Claim 9] The above-mentioned main resonator is a high-frequency oscillator according to claim 8 characterized by being bent and arranged at J typeface, V typeface, or L typeface.

[Claim 10] The high-frequency oscillator according to claim 6 to 9 characterized by preparing the electrode pattern in the case of using a capacitor as a juxtaposition reactive element of the above-mentioned active circuit on the substrate of the above 2nd.

[Claim 11] while the substrate in which pattern formation is possible constitutes the 1st substrate of the above from etching -- the 2nd substrate of the above -- the substrate top of the above 1st -- carrying -- and the touch-down of the 2nd substrate of the above -- a conductor -- the through hole in the substrate of the above 1st -- minding -- the touch-down of the 1st substrate of the above -- the high-frequency oscillator according to claim 6 to 10 characterized by connecting with a conductor.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the high-frequency oscillator used with microwave and a millimeter wave frequency band.

[0002]

[Description of the Prior Art] Drawing 27 is the circuit diagram showing the configuration of the conventional high-frequency oscillator used with microwave and a millimeter wave frequency band. Setting to drawing 27, 1 is a field-effect transistor as an active element, and 2 is the request oscillation frequency f_0 . The head disconnection microstrip line resonator as a main resonator with which electric length turns into $1/2$ wave ($\lambda/2$ and λ are wavelength), The inductor by which 3 was connected to the gate terminal of a field-effect transistor 1, The capacitor by which 4 was connected to the drain terminal of a field-effect transistor 1, As for a capacitor for load resistance and 10 to bypass varactor diode and for a capacitor for 5 to combine the output of an oscillator with a load and 6 bypass high frequency, as for 14, and 11a and 11b, a distributed constant line and 24 are tuning circuits.

[0003] Moreover, drawing 28 transposes the high-frequency oscillator which becomes with the configuration shown in drawing 27 to an equal circuit. That is, for a tuning circuit 24, the active time road side which can transpose to the parallel circuit of Capacitor C_r , Inductor L_r , and conductance G_r , and, on the other hand, contains a field-effect transistor 1 is the internal current source 7 and the conductance value G_0 . It is equivalent to a parallel circuit with the internal conductance 8. In the equal circuit shown in drawing 28, Q_L which is Q_U and Load Q which are the resonance frequency f_r and unloaded Q of a tuning circuit 24 is given by the degree type, respectively.

[0004]

[Equation 1]

A rectangular box containing a small icon of a document with a cross and a minus sign, indicating a missing or placeholder equation.

[0005]

[Equation 2]

A rectangular box containing a small icon of a document with a cross and a minus sign, indicating a missing or placeholder equation.

[0006]

[Equation 3]

A rectangular box containing a small icon of a document with a cross and a minus sign, indicating a missing or placeholder equation.

[0007] Furthermore, drawing 29 is drawing explaining the relation between the phase noise of a high-frequency oscillator, and Q of the tuning circuit 24 in a high-frequency oscillator. Setting to drawing 29,

an axis of abscissa is a frequency and an axis of ordinate is relative power level and f_0 . It is an oscillation frequency. The phase noise of a high-frequency oscillator is QL which it can be regarded as the width of face of an oscillation spectrum, and is the load Q of the tuning circuit 24 in a high-frequency oscillator. In being high, like curvilinear 9a, spectral band width is narrow, therefore a phase noise becomes low. QL which is the load Q of a tuning circuit 24 on the other hand In being low, like curvilinear 9b, spectral band width is wide, therefore a phase noise becomes high.

[0008] QL which is generally the load Q of a tuning circuit 24 as loss in a tuning circuit 24 becomes large and it is shown in a formula (3) when the amount of [in the equal circuit of a tuning circuit 24 / G_r] conductance is large It becomes low and the phase noise of an oscillator becomes high. TE0delta by which electromagnetic-field association was carried out at a stripline which is indicated by JP, 63-1203, A since there was [in the case of the oscillator using the microstrip line resonator as a main resonator of a tuning circuit 24] a lost part of the conductor which constitutes a microstrip line in addition to loss of a dielectric QU which is unloaded Q compared with the oscillator using the dielectric resonator of the shape of a cylinder in the mode It becomes about [1/several] also by QL which are 1/about dozens and Load Q . Therefore, the oscillator using a head disconnection microstrip line resonator 2 like the conventional example shown in drawing 27 is TE0delta. There is a fault that a phase noise is high as compared with the oscillator using the dielectric resonator in the mode, and it was not able to be used for the oscillator as which a lower order phase noise is required.

[0009] The electric merit of a resonator may be lengthened one of the approaches which improves the phase noise property of the oscillator using the head disconnection microstrip line resonator 2. As shown in drawing 30 , the head disconnection microstrip line resonator 2 is the request frequency f_0 . If the number of electric length is $n/2$ ($n = \lambda_{\text{dag}}/2$ and n are the positive integers of one or more arbitration, and are $n = 1, 2$ and 3 , and ...), it is disconnection on the frequency, and frequency change of the phase of the voltage reflection coefficient S_{11} will become large, so that n is large. Therefore, as shown in drawing 31 , by constituting a high-frequency oscillator using the head disconnection microstrip line resonator 2 of $n \geq 2$, frequency selective can be raised and a phase noise property can be improved rather than the case of $n = 1$. However, when such a resonator is used, as it is shown in drawing 30 , it is the request frequency f_0 . If a resonator is opened

and an oscillating condition is satisfied on these frequencies in except also in frequencies, such as $1/2$ of a request frequency, $1/3$, $2/3$, and ..., undesired oscillations other than a request frequency will arise.

[0010] Resistance may be put into juxtaposition in the location which serves as a knot of an electrical potential difference in the request frequency in the circuit which constitutes a high-frequency oscillator one of the approaches for preventing the undesired oscillation of a high-frequency oscillator at a circuit. Drawing 32 is the circuit diagram showing the configuration of the conventional microwave electrification oppression oscillator shown for example, in the No. 29210 [Showa 62 to] official report. In drawing 32 , it is a capacitor for the resistance which has resistance with 12 [comparable as the characteristic impedance of the distributed constant line 11] as a new sign, and 13 to bypass the source bias resistance of a field-effect transistor 1, and for 14a and 14b bypass high frequency.

[0011] In the oscillator of the conventional example shown in drawing 32 , an oscillating condition is materialized between the field-effect transistors 1 with a capacitive negative impedance by carrying out impedance conversion of the capacitive reactance of varactor diode 10 on the distributed constant line 11, and considering as inductivity. QL which the oscillation in a request frequency is not affected but is the load Q of a tuning circuit to an unnecessary frequency lower than a request frequency by the too hastily connecting point which serves as a knot of an electrical potential difference in a request frequency existing all over the distributed constant line 11 at this time, and inserting resistance 12 in this point at juxtaposition It can be made to be able to fall and an undesired oscillation can be prevented.

[0012] however, QU which the resonance part of varactor diode 10 and the distributed constant line 11 is inserting resistance 12 in the oscillator by the conventional example shown in drawing 32 , and is unloaded Q about dozens and low -- it is a Q circuit. QU which are unloaded Q, such as a dielectric resonator, a microstrip line resonator, etc. as shown in drawing 27 mentioned above or drawing 31 , A hundreds - 1000 or more numbers resonator is used as a main resonator, and the resonance frequency of a tuning circuit is mostly determined by the main resonator in the lower order phase noise oscillator which constituted the tuning circuit further combining the subresonance circuit containing varactor diode. Therefore, in the case of such an oscillator of a configuration, with a configuration like the conventional example shown in drawing 32 , unnecessary resonance of a tuning circuit cannot be

controlled, consequently cannot prevent the undesired oscillation of an oscillator.

[0013] Moreover, drawing 33 is the 1993 ***** size C-44. It is drawing showing the conventional microwave shown in "the broadband low noise voltage controlled oscillator using a quarter-wave length impedance transformer joint type secondary resonator", and the 1 mounting approach of a millimeter wave band oscillator. In drawing 33, it is the high dielectric constant substrate with which the distributed constant line where in a transistor, and 16a and 16b wire and 18 were formed in the alumina ceramic substrate, and varactor diode, and 17a and 17b formed [15] 19a and 19b on the alumina ceramic substrate 18, the alumina ceramic substrate in which 20 formed the output circuit of a transistor 15 etc., and 21a and 21b formed the head disconnection microstrip line resonator, and 22a and 22b formed the head disconnection microstrip line resonators 21a and 21b, respectively.

[0014] The oscillator by the conventional example shown in drawing 33 is 2 alignment form voltage controlled oscillator which has a tuning circuit in a base [of a transistor 15], and emitter side, respectively, and each tuning circuit consists of head disconnection microstrip line resonators 21a and 21b and a subresonance circuit. Among these, the head disconnection microstrip line resonators 21a and 21b are formed on high dielectric constant substrate 22a and 22b for a miniaturization. On the other hand, a subresonance circuit is a method which carries out impedance conversion on the distributed constant lines 19a and 19b, and forms the series resonant circuit constituted from varactor diodes 16a and 16b and wire 17a and 17b on the alumina ceramic substrate 18 with other circuits. Moreover, the output circuit of a transistor 15 etc. is formed on another alumina ceramic substrate 20. In the oscillator by the conventional example shown in drawing 33, the high dielectric constant substrates 22a and 22b and two alumina ceramic substrates 18 and 20 are needed on mounting, respectively. In order to avoid this, it is necessary to process a substrate into a complicated configuration, and fabrication cost becomes high by any approach.

[0015]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] The conventional microwave and conventional millimeter wave band oscillator using the microstrip line resonator 2 shown in drawing 27 as mentioned above are QL which is the load Q realizable [with the microstrip line resonator 2].

Constraint to TE0delta There was a trouble that a phase noise was high as compared with the oscillator which has a dielectric resonator using the dielectric disk of the shape of a cylinder in the mode.

[0016] QL which the electric length of a resonator is made into $n/2$ wave ($n=2, 3$ and $4, \dots$), and frequency change of the phase of a reflection coefficient is enlarged, and is the load Q of a resonator on the other hand in order to improve the phase noise property of the oscillator using the microstrip line resonator 2. Although it is possible to raise Q in this case, since a resonator would be in the resonance state also on frequencies other than a request frequency, there was a trouble of being easy to produce undesired oscillations other than a request frequency.

[0017] Moreover, the conventional microwave and conventional millimeter wave band oscillator using the microstrip line resonators 21a and 21b shown in drawing 33. The microstrip line resonators 21a and 21b are formed on high dielectric constant substrate 22a and 22b for a miniaturization. As it is necessary to form other circuits on another alumina ceramic substrate 18 and 20, it is necessary to divide a substrate, and it is necessary to increase substrate number of sheets. Moreover, it was easy to receive constraint in circuitry from the component side, and in order to avoid this, the substrate needed to be processed into the complicated configuration, and there was a trouble that fabrication cost became high by any approach, further.

[0018] This invention is TE₀₁delta [having been made in order to cancel the trouble concerning the conventional example mentioned above, and it being small, and employing efficiently the features of the microstrip line resonator that a configuration is possible in a flat-surface circuit] by the cylinder-like dielectric disk. It aims at obtaining the high-frequency oscillator which has the lower order phase noise property which is equal to the oscillator using the dielectric resonator in the mode.

[0019] moreover -- while substrate number of sheets and components mark are reducible in the oscillator using a microstrip line resonator -- substrate processing and assembly -- it aims at obtaining the high-frequency oscillator which can be mounted easily.

[0020]

[Means for Solving the Problem] The tuning circuit where the high-frequency oscillator concerning this invention uses a distributed constant line resonator as the main resonator, In the high-frequency oscillator equipped with the active circuit compensated with loss energy after making an oscillation start based on the oscillation frequency defined by this tuning circuit and resulting in a steady state. It is characterized by the above-mentioned distributed constant line resonator coming to insert resistance in the location which the electric merit becomes in a request frequency on wavelength λ ($2n \lambda/4$) is the

positive integer of one or more arbitration), and serves as a knot of the current in the line resonator in a request frequency.

[0021] Moreover, the tuning circuit where the high-frequency oscillator concerning other invention uses a distributed constant line resonator as the main resonator, In the high-frequency oscillator equipped with the active circuit compensated with loss energy after making an oscillation start based on the oscillation frequency defined by this tuning circuit and resulting in a steady state The above-mentioned distributed constant line resonator is characterized by coming in RF to ground the line resonator in the location which the electric merit becomes with $1/2$ or more waves in a request frequency, and serves as a knot of the electrical potential difference in the line resonator in a request frequency through resistance.

[0022] Moreover, the above-mentioned distributed constant line resonator is characterized by becoming on either the head disconnection distributed constant line which used the microstrip line, or the head short circuit distributed constant line.

[0023] Moreover, the tuning circuit where the high-frequency oscillator concerning other invention uses a distributed constant line resonator as the main resonator, In the high-frequency oscillator equipped with the active circuit compensated with loss energy after making an oscillation start based on the oscillation frequency defined by this tuning circuit and resulting in a steady state It is characterized by grounding the open end of this head disconnection distributed constant line through the parallel circuit of a capacitor and resistance, using a head disconnection distributed constant line as the above-mentioned distributed constant line resonator.

[0024] Moreover, the tuning circuit where the high-frequency oscillator concerning other invention uses a distributed constant line resonator as the main resonator, In the high-frequency oscillator equipped with the active circuit compensated with loss energy after making an oscillation start based on the oscillation frequency defined by this tuning circuit and resulting in a steady state It is characterized by grounding the open end of this head disconnection distributed constant line through the series circuit of an inductor and resistance, using a head disconnection distributed constant line as the above-mentioned distributed constant line resonator.

[0025] Furthermore, the high-frequency oscillator concerning other invention The main resonator which becomes with a distributed constant line resonator, and the subresonator containing the variable-capacity component from which a junction capacitance changes with applied voltage,

The active circuit compensated with loss energy after making an oscillation start based on the oscillation frequency defined by the tuning circuit which has the above-mentioned main resonator and a subresonator and resulting in a steady state, It has the 1st substrate in which the above-mentioned subresonator and the above-mentioned active circuit were carried, and the 2nd substrate in which it has the different construction material or the substrate thickness from this 1st substrate, and the above-mentioned main resonator was carried, While connecting by one near the connection side of the 1st substrate of the above, and the 2nd substrate of the above, the above-mentioned main resonator, the above-mentioned subresonator, and the above-mentioned active circuit While arranging the line which goes to the above-mentioned active circuit in the substrate of the above 1st so that it may become 30 degrees thru/or 60 degrees to a substrate end face near [connection] the above It is characterized by having arranged the line which faces to the above-mentioned subresonator from the above-mentioned node in the substrate of the above 1st so that it may become 60 degrees thru/or 120 degrees to the line which goes to the above-mentioned active circuit near [connection] the above.

[0026] Moreover, it is characterized by two or more slits being prepared in parallel along with the longitudinal direction, and coming to carry out parallel connection of the above-mentioned main resonator in the above-mentioned node.

[0027] Moreover, it is characterized by coming to have two or more above-mentioned main resonators, and coming to carry out parallel connection in the above-mentioned node.

[0028] Moreover, the above-mentioned main resonator is characterized by being bent and arranged at J typeface, V typeface, or L typeface.

[0029] Moreover, it is characterized by preparing the electrode pattern in the case of using a capacitor as a juxtaposition reactive element of the above-mentioned active circuit on the substrate of the above 2nd.

[0030] furthermore -- while the substrate in which pattern formation is possible constitutes the 1st substrate of the above from etching -- the 2nd substrate of the above -- the substrate top of the above 1st -- carrying -- and the touch-down of the 2nd substrate of the above -- a conductor -- the through hole in the substrate of the above 1st -- minding -- the touch-down of the 1st substrate of the above -- it is characterized by connecting with a conductor.

[0031]

[Embodiment of the Invention]

Gestalt 1. drawing 1 of operation is the block diagram showing the high-

frequency oscillator concerning the gestalt 1 of implementation of this invention. The inductor by which 1 was connected to the field-effect transistor as an active element, and 3 was connected to the gate terminal of a field-effect transistor 1 in drawing 1 , It is that to which a capacitor for the capacitor by which 4 was connected to the drain terminal of a field-effect transistor 1, and 5 to combine the output of a high-frequency oscillator with a load, and 6 make load resistance, and 10 makes a subresonator. The varactor diode as a variable-capacity component from which a junction capacitance changes with applied voltage, A capacitor for 11a and 11b to bypass a distributed constant line, and for 14 bypass high frequency, The head open circuited line resonator which becomes in the microstrip line where 23 makes the main resonator, and 24 are tuning circuits which define an oscillation frequency, on the other hand after Signs 1, 3, and 11b make an oscillation start and result in a steady state, they constitute the active circuit which should be compensated with loss energy.

[0032] Here, the above-mentioned head open circuited line resonator 23 is expressed in the equal circuit shown in drawing 2 . In addition, the electric merit of the head open circuited line resonator 23 shown by this representative circuit schematic shows $3/2$ wave of case in a request frequency. In drawing 2 , the transmission line where 25a-25c become $1/2$ wave ($\lambda/2$) on a request frequency, the resistance which inserted 26a and 26b in the resonator at the serial, and 27 are the input terminals of a resonator. Moreover, drawing 3 is drawing showing distribution of the high frequency current in the head open circuited line resonator 23 of drawing 2 .

[0033] Next, actuation of the high-frequency oscillator by the gestalt 1 of operation is explained. In drawing 1 , when the reflection coefficient which looked at γ_{mat} and a transistor side circuit for the reflection coefficient which looked at the resonator side from the node of the tuning circuit 24 and transistor side circuit (active circuit) which use the head open circuited line resonator 23 as the main resonator is set to γ_{maa} , the oscillating condition of a high-frequency oscillator is expressed with a degree type.

[0034]

[Equation 4]

$$[Equation 4]$$

[0035] Now and request frequency f_0 Since it sets and the electric length of the head open circuited line resonator 23 is $1/2$ wave of

integral multiple, it is the request frequency f_0 . It sets and is $\gamma=0$. Therefore, from a formula (5), in the request frequency f_0 , input circuit 11b of a field-effect transistor 1 is designed so that it may be set to $\gamma=2\pi$. However, the electric merit of the head open circuited line resonator 23 is the request frequency f_0 . It sets, and in being $3/2$ wave, as shown in drawing 3, in frequency $f_0 / 3$, it realizes $\gamma=0$ in $\gamma=0$, and frequency $2f_0 / 3$. Therefore, also in these frequencies, a formula (5) is materialized automatically. Usually, since the active circuit by the side of a field-effect transistor 1 has reflective gain in a broadband, the frequency range with which are satisfied of a formula (4) is wide, and an oscillation produces it also in $f_0 / 3$, and $2f_0 / 3$ in many cases.

[0036] In order to prevent an oscillation on such an unnecessary frequency, at the gestalt 1 of this operation, it is the resonator open end in the head open circuited line resonator 23 to the request frequency f_0 . Resistance 26a and 26b is inserted in a resonator from $1/2$ wave of location, and its point in $1/2$ more wave of location at a serial, respectively. Request frequency f_0 Since these locations serve as a knot of a current as it sets and is shown in drawing 3, the high frequency current hardly flows during resistance. Therefore, there is no increment in loss by resistance insertion, and there is neither quenching nor degradation of a phase noise.

[0037] On the other hand, since the high frequency current flows, loss increases during resistance and it stops filling a formula (4) in $f_0 / 3$, and $2f_0 / 3$ as shown in drawing 3, the undesired oscillation in these frequencies can be controlled. For this reason, the part which can enlarge frequency change $\Delta\gamma/\Delta f$ of the phase of a reflection coefficient, without an undesired oscillation arising even if it uses the resonator with which the electric length in a request frequency turns into $3/2$ wave and QL which is the load Q of a resonator more It becomes large and the high-frequency oscillator which was excellent in the phase noise property can be obtained.

[0038] In addition, with the gestalt 1 of this operation, the electric merit of the head open circuited line resonator 23 sets in a request frequency, and, in the case of $3/2$ wave, it is the request frequency f_0 from a resonator open end. Although Resistance 26a and 26b was inserted in the resonator from $1/2$ wave of location, and its point in $1/2$ more wave of location at the serial, respectively Generally, when it is wavelength $(n(2+n[1/4])$ is the positive integer of one or more arbitration), the same effectiveness as the gestalt 1 of the above-mentioned implementation can be acquired that what is necessary is just

to insert resistance in a serial in the location which serves as a knot of the current of a resonator on a request frequency.

[0039] Since resistance is inserted in a resonator in the location which serves as a knot of the current of a resonator on a request frequency at the serial according to the gestalt 1 of this operation as mentioned above, there is no degradation of a phase noise as compared with the case where the high frequency current hardly flows during resistance on a request frequency, therefore there is no lowering of Q of the resonator by resistance insertion, and there is no resistance. On the other hand, except a request frequency, since the high frequency current flows during resistance, the loss at the time of resonance with the unnecessary mode is made to increase, and an undesired oscillation can be controlled. For this reason, it is effective in the ability to obtain the oscillator which was more excellent in the phase noise property, without undesired oscillations, such as $1/2$ of a request oscillation frequency or $1/3$, arising, even if it uses the resonator with which the electric merit in a request frequency turns into $n/2$ wave ($n = 2, 3$ and $4, \dots$).

[0040] Moreover, since the head disconnection distributed constant line which becomes in a microstrip line is used as a distributed constant line for resonators, it is effective in it being small and being able to constitute a high-frequency oscillator from smaller and simple structure in a flat-surface circuit taking advantage of the features of the microstrip line resonator that a configuration is possible.

[0041] Gestalt 2. of operation, next drawing 4 are the block diagrams showing the high-frequency oscillator concerning the gestalt 2 of operation. In drawing 4, a different point from the gestalt 1 of operation shown in drawing 1 is a point of using the head short circuit line resonator 28, as shown in the representative circuit schematic shown in drawing 5 as a distributed constant line resonator.

[0042] In the gestalt 2 of this operation, the electric merit of the head short circuit line resonator 28 shows $5/4$ wave of case in a request frequency like the representative circuit schematic shown in drawing 5. In drawing 5, the same sign as the representative circuit schematic of the head open circuited line resonator 23 concerning the gestalt 1 of operation shown in drawing 2 shows the same part, and the explanation is omitted. As a new sign, 29 is the transmission line which serves as quarter-wave length on a request frequency. Moreover, drawing 6 is drawing showing distribution of the high frequency current in the head short circuit line resonator 28 of drawing 5.

[0043] When the reflection coefficient which looked at the resonator

side from the node of the head short circuit line resonator 28 and a transistor side circuit (active circuit) is set to γ like the case of the gestalt 1 of operation also in the gestalt 2 of this operation, it is the request frequency f_0 . It sets and $\gamma=0$ is realized. However, the electric merit of the head short circuit line resonator 28 is a frequency f_0 . It sets, and in being $5/4$ wave, in frequency $f_0 / 5$, it realizes $\gamma=0$ in $0/5$ $\gamma=0$ and the frequency of $3f_0$. Therefore, also in these frequencies, a formula (4) and (5) are materialized and an oscillation arises in many cases.

[0044] In order to prevent an oscillation on such an unnecessary frequency, it sets in the gestalt 2 of operation, and it is the request frequency f_0 from the short circuit edge of the resonator in the head short circuit line resonator 28. Resistance 26a and 26b is inserted in a resonator from the location of quarter-wave length, and its point in $1/2$ more wave of location at a serial. By doing in this way, it is the request frequency f_0 like the case of the gestalt 1 of operation. Since these locations serve as a knot of a current as it sets and is shown in drawing 6, the high frequency current hardly flows during resistance. Therefore, there is no increment in loss by resistance insertion, and there is neither a halt of an oscillation nor degradation of a phase noise.

[0045] On the other hand, since the high frequency current flows during resistance, loss increases and it stops filling a formula (4) in $f_0 / 5$, and $3f_0 / 5$ as shown in drawing 6, the undesired oscillation in these frequencies can be controlled. Therefore, like the case of the gestalt 1 of operation, there is no undesired oscillation and the oscillator which was excellent in the phase noise property can be obtained.

[0046] In addition, with the gestalt 2 of this operation, the electric merit of the head short circuit line resonator 28 sets in a request frequency, and, in the case of $5/4$ wave, it is the request frequency f_0 from a resonator open end. Although Resistance 26a and 26b was inserted in the resonator from the location of quarter-wave length, and its point in $1/2$ more wave of location at the serial, respectively Generally, when it is wavelength $(n(2+n[1/4]))$ is the positive integer of one or more arbitration), the same effectiveness as the gestalt 1 of the above-mentioned implementation can be acquired that what is necessary is just to insert resistance in a serial in the location which serves as a knot of the current of a resonator on a request frequency.

[0047] Gestalt 3. of operation, next drawing 7 are drawings showing the head disconnection microstrip line resonator concerning the gestalt 3 of the operation used as a distributed constant line resonator of a high-

frequency oscillator. Here, the electric merit of a head disconnection microstrip line resonator shows $3/2$ wave of case in the request frequency f_0 . In drawing 7, it is wire for the substrate with which 30 formed the head disconnection microstrip line resonator, and 31 formed the microstrip line resonator, and 32a and 32b to connect a thin film resistor, and for 33 connect a microstrip line resonator and an external circuit. In addition, in the gestalt 3 of operation, the configuration of the part of others of an oscillator is the same as that of drawing 1.

[0048] Although actuation of the high-frequency oscillator by the gestalt 3 of this operation is the same as that of the gestalt 1 of operation, it has the following operations further in the gestalt 3 of this operation, and its advantage on circuitry is large. That is, it is small by using the head disconnection distributed constant line which becomes in a microstrip line as a distributed constant line for resonators, and the whole oscillator which includes a resonator in a flat-surface circuit taking advantage of the features of the microstrip line resonator that a configuration is possible can be constituted from a flat-surface circuit, and an oscillator can be made small, and easily [mounting], further, since a thin film resistor can be used, there is an advantage that etching can constitute resistance easily.

[0049] Gestalt 4. of operation, next drawing 8 are drawings showing the microstrip line ring resonator used for the high-frequency oscillator of the gestalt 4 of operation. Here, the electric merit of a microstrip line ring resonator shows two waves of cases in the request frequency f_0 . In drawing 8, 61 is a microstrip line ring resonator. In addition, in the gestalt 4 of operation, the configuration of the part of others of an oscillator is the same as that of drawing 1.

[0050] Although actuation of the high-frequency oscillator by the gestalt 4 of this operation is the same as that of the gestalt 1 of operation, in the gestalt 4 of this operation, there are the following operations further like the gestalt 3 of operation, and the advantage on circuitry is large. That is, in the gestalt 4 of operation, since the microstrip line ring resonator is used as a resonator, the whole oscillator including a resonator can be constituted from a flat-surface circuit, and an oscillator can be made small, and since a thin film resistor can be used, there is an advantage that etching can constitute resistance easily, further easily [mounting].

[0051] Gestalt 5. drawing 9 of operation is drawing showing the head short circuit microstrip line resonator used for the high-frequency oscillator of the gestalt 5 of operation. Here, the electric merit of a head short circuit microstrip line resonator is the request frequency f_0 .

It sets and $3/2$ wave of case is shown. In drawing 9 , 34 is a head short circuit microstrip line resonator, and 35 is a through hole. In addition, in the gestalt 5 of operation, the configuration of the part of others of an oscillator is the same as that of drawing 4 .

[0052] Next, actuation of the high-frequency oscillator by the gestalt 5 of operation is explained. When the reflection coefficient which looked at the head short circuit microstrip line resonator 34 from connection wire 33 is set to γ in drawing 9 , it is the request frequency f_0 . It sets and is $\gamma = \pi$. Therefore, the circuit by the side of a transistor (active circuit) is the request frequency f_0 from a formula (5) in this case. It sets, and it is designed so that it may be set to $\gamma = (2n-1)\pi$. However, in frequency $f_0 / 3$, in $\gamma = \pi$, and frequency $2f_0 / 3$, since $\gamma = \pi$ is also realized simultaneously, also in these frequencies, an oscillation arises in many cases.

[0053] For this reason, like the gestalten 1-3 of operation, by inserting resistance in a resonator at a serial, to a request frequency, neither a halt of an oscillation nor degradation of a phase noise is in the location which serves as a knot of a current on a request frequency, loss is made to increase to an unnecessary frequency to it, and an undesired oscillation can be controlled in it. Moreover, in the gestalt 5 of operation, since the head short circuit microstrip line resonator is used as a resonator, the whole oscillator including a resonator can be constituted from a flat-surface circuit, and an oscillator can be made small easily [mounting]. Moreover, etching can constitute a thin film resistor easily and there is an advantage that touch-down also with a good RF is acquired by the through hole, further.

[0054] Gestalt 6. drawing 10 of operation is drawing showing the head open circuited line resonator used for the high-frequency oscillator of the gestalt 6 of operation. Here, the electric merit of a head open circuited line resonator is the request frequency f_0 . It sets and one wave of case is shown. In drawing 10 , 25 is the transmission line of quarter-wave length, and the resistance which inserted $1/2$ wave of transmission line, and 29a and 29b in the resonator at 36a, and inserted 36b in juxtaposition on the request frequency with the request frequency. In addition, in the gestalt 6 of operation, the configuration of the part of others of an oscillator is the same as that of drawing 1 . Moreover, drawing 11 is drawing showing distribution of the high-frequency voltage in the head open circuited line resonator 23 of drawing 10 .

[0055] Next, actuation of the high-frequency oscillator by the gestalt 6 of operation is explained. It sets in the gestalt 6 of operation and is

the request frequency f_0 . Since one wave of head open circuited line resonator is used, the undesired oscillation frequencies which should be oppressed are mainly $f_0 / 2$. In order to prevent such an undesired oscillation, as the gestalt 6 of operation shows to drawing 10, it is f_0 from the open end of a resonator in the head open circuited line resonator 23. Resistance 36a and 36b is inserted in a resonator from the location of quarter-wave length, and its point in $1/2$ more wave of location at juxtaposition.

[0056] Request frequency f_0 Since these locations serve as a knot of an electrical potential difference as it sets and is shown in drawing 11, the high frequency current hardly flows in parallel resistance. Therefore, there is no increment in loss by insertion of parallel resistance, and there is neither a halt of an oscillation nor degradation of a phase noise. On the other hand, since the high frequency current flows in parallel resistance, loss increases and it stops filling a formula (4) in $f_0 / 2$ as shown in drawing 11, the undesired oscillation in this frequency can be controlled. For this reason, QL of the part which can enlarge frequency change delta (Δ) of the phase of a reflection coefficient, without an undesired oscillation arising even if it uses the resonator with which the electric length in a request frequency turns into one wave, and a twist resonator It becomes large and the high-frequency oscillator which was excellent in the phase noise property can be obtained.

[0057] Gestalt 7. drawing 12 of operation is drawing showing the head short circuit microstrip line resonator used for the high-frequency oscillator of the gestalt 7 of operation. Here, the electric merit of a head short circuit microstrip line resonator is the request frequency f_0 . It sets and $5/4$ wave of case is shown. It sets to drawing 12 and they are 35a-35e. A through hole and 37a-37d are the thin film resistors inserted in the resonator at juxtaposition. In addition, in the gestalt 7 of operation, the configuration of the part of others of an oscillator is the same as that of drawing 4.

[0058] Although actuation of the high-frequency oscillator by the gestalt 7 of operation is the same as that of the gestalt 6 of operation, it has the following operations further in the gestalt 7 of operation, and its advantage on circuitry is large. That is, in the gestalt 7 of operation, since the head short circuit microstrip line resonator is used as a resonator, the whole oscillator including a resonator can be constituted from a flat-surface circuit, and an oscillator can be made small easily [mounting]. Moreover, etching can constitute a thin film resistor easily and there is an advantage that touch-down also with a

good RF is acquired by a through hole or the quarter-wave length head open circuited line, further.

[0059] Gestalt 8. drawing 13 of operation is drawing showing the head disconnection microstrip line resonator used for the high-frequency oscillator of the gestalt 8 of operation. Here, the electric merit of a head disconnection microstrip line resonator is the request frequency f_0 . It sets and one wave ($\lambda_{\text{dagl}} / 4 + \lambda_{\text{dagl}} / 2 + \lambda_{\text{dagl}} / 4 = \lambda_{\text{dagl}}$) of case is shown. In drawing 13, 38a-38d are head open circuited lines which serve as quarter-wave length ($\lambda_{\text{dagl}}/4$) on an unnecessary frequency with the possibility of an oscillation, and, in the case of the gestalt 8 of operation, is $f_0 / 2$ as an unnecessary frequency with the possibility of an oscillation, for example. In addition, in the gestalt 8 of operation, the configuration of the part of others of an oscillator is the same as that of drawing 1.

[0060] Although actuation of the high-frequency oscillator by the gestalt 8 of operation is the same as that of the gestalt 6 of operation, in the gestalt 8 of operation, like the gestalt 7 of operation, it has the following operations further and its advantage on circuitry is large. That is, in the gestalt 8 of operation, since the head disconnection microstrip line resonator is used as a resonator, the whole oscillator including a resonator can be constituted from a flat-surface circuit, and an oscillator can be made small easily [mounting]. Moreover, etching can constitute a thin film resistor easily and there is an advantage that touch-down also with a good RF is acquired by a through hole or the quarter-wave length head open circuited line, further.

[0061] In addition, in the gestalt of the above operation, although the example using the microstrip line as a line for resonators was shown, instead of a microstrip line, you may be a coaxial track, a KOPURENA line, a slot line, etc., and the same effectiveness is done so. Moreover, in the gestalt of the above operation, although the example using the field-effect transistor as a semiconductor device was shown, you may be a transistor and the same effectiveness is done so.

[0062] Moreover, in the gestalt 3 of operation, the gestalt 4 of operation, the gestalt 5 of operation, the gestalt 7 of operation, and the gestalt 8 of operation, although the example using the thin film resistor as resistance was shown, a chip resistor etc. may be used instead of a thin film resistor, and, in the case of a chip resistor, there is an advantage that a cheap printed circuit board can be used. furthermore — although the case where a through hole was used was shown as an example of the short circuit approach of the line for resonators in the gestalt 5 of operation, and the gestalt 7 of operation — wire, a

ribbon, etc. -- the ground -- you may connect with a conductor and the same effectiveness is done so.

[0063] Gestalt 9. drawing 14 of operation is drawing showing the equal circuit of the head open circuited line resonator 23 used for the high-frequency oscillator of the gestalt 9 of operation. drawing 14 -- setting -- 25 -- a characteristic impedance -- Z_0 and electric merit -- the request frequency f_0 -- $1/2$ wave of transmission line, and 29 -- a characteristic impedance -- Z_0 and electric merit -- request frequency f_0 the transmission line of quarter-wave length, and 39 -- request frequency f_0 a capacitor with the sufficiently big capacity C_t , and 40 -- characteristic impedance Z_0 of a resonator l_t is resistance with the comparable resistance R_t . In addition, in the gestalt 9 of operation, although the configuration of the part of others of an oscillator is the same as that of drawing 1, resistance is not inserted in the head open circuited line resonator 23.

[0064] Next, actuation of the high-frequency oscillator by the gestalt 9 of operation is explained. In drawing 14, the impedance Z_r seen from the admittance Y_t of the parallel circuit of the capacitor 39 and resistance 40 which were connected to the open end of a resonator, and the input terminal 27 of a resonator is given by the degree type, respectively.

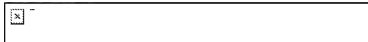
[0065]

[Equation 5]

A rectangular box containing a small icon of a document with a cross and a minus sign, indicating a missing or placeholder equation.

[0066]

[Equation 6]

A rectangular box containing a small icon of a document with a cross and a minus sign, indicating a missing or placeholder equation.

[0067] Here, it is the request frequency f_0 . In near, if capacity C_t and resistance R_t are chosen so that susceptance $2\pi f_0 C_t$ of a capacitor 39 may become sufficiently large from the conductance $1/R_t$ of resistance 40, contribution of resistance 40 will become very small and the head open circuited line resonator 23 will serve as the resonator and equivalence which the head short-circuited with the capacitor 39. Therefore, there is no increment in loss by resistance 40, and there is neither a halt of an oscillation nor degradation of a phase noise. However, since susceptance $2\pi f_0 C_t$ of a capacitor 39 becomes small in proportion to a frequency becoming low and the resistance R_t of resistance 40 does not

change on the other hand, it is the request frequency f_0 . On low frequencies, such as $1/2$ and $1/3$, contribution of resistance 40 becomes large and the loss at the time of resonance increases. Therefore, since it stops filling a formula (4) with these frequencies, an undesired oscillation can be controlled on them.

[0068] Gestalt 10. drawing 15 of operation is drawing showing the microstrip line resonator used for the high-frequency oscillator of the gestalt 10 of operation. The capacitor in which a head disconnection microstrip line resonator and 39 have the sufficiently big capacity C_t on a request frequency in drawing 15 in 30, and 40 are the characteristic impedance Z_0 of a resonator. It is resistance with the comparable resistance R_t , and each of 39 and 40 shows the case where a chip is used, in the gestalt of this operation. In addition, in the gestalt 10 of operation, the configuration of the part of others of an oscillator is the same as that of drawing 1.

[0069] Although actuation of the oscillator by the gestalt 10 of operation is the same as that of the gestalt 9 of operation, since it uses the microstrip line resonator with the gestalt 10 of operation, it can constitute the whole oscillator including a resonator from a flat-surface circuit, and can make an oscillator small easily [mounting]. Moreover, a thin film resistor, a chip resistor, etc. can constitute resistance 40, and an MIM capacitor, a chip capacitor, etc. can constitute a capacitor 39 easily, respectively. Furthermore, touch-down also has the advantage that touch-down also with a good RF is acquired by a through hole or the quarter-wave length head open circuited line.

[0070] Gestalt 11. drawing 16 of operation is drawing showing the equal circuit of the head open circuited line resonator 23 used for the high-frequency oscillator of the gestalt 11 of operation. In drawing 16, 41 is an inductor which has the sufficiently big inductance L_t on a request frequency. In addition, in the gestalt 11 of operation, the configuration of the part of others of an oscillator is the same as that of drawing 1.

[0071] Next, actuation of the high-frequency oscillator by the gestalt 11 of operation is explained. In drawing 16, the impedance Z_r seen from the impedance Z_t of the series circuit of the inductance L_t of an inductor 41 and the resistance R_t of resistance 40 which were connected to the open end of the head open circuited line resonator 23, and the input terminal 27 of a resonator is given by the degree type, respectively.

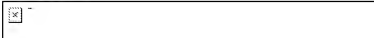
[0072]

[Equation 7]



[0073]

[Equation 8]



[0074] Here, it is the request frequency f_0 . In near, if L_t and R_t are chosen so that reactance $2\pi f_0 L_t$ of an inductor 41 may become sufficiently larger than the resistance R_t of resistance 40, contribution of resistance 40 will become very small and the head open circuited line resonator 23 will serve as the resonator and equivalence with which the head was opened. Therefore, there is no increment in loss by resistance 40, and there is neither a halt of an oscillation nor degradation of a phase noise. However, it is proportional to a frequency becoming low. $2\pi f_0 L_t$ Since it becomes small and R_t does not change on the other hand, on low frequencies, such as $1/2$ of a request frequency, and $1/3$, contribution of resistance 40 becomes large and the loss at the time of resonance increases. Therefore, since it stops filling a formula (4) with these frequencies, an undesired oscillation can be controlled on them.

[0075] Gestalt 12. drawing 17 of operation is drawing showing the microstrip line resonator used for the high-frequency oscillator of the gestalt 12 of operation. In drawing 17, resistance with the resistance R_t with a head disconnection microstrip line resonator and 40 and 42 are the inductors formed by the pattern on a substrate. [comparable / $30 /$ as the characteristic impedance of a resonator] In addition, in the gestalt 12 of operation, the configuration of the part of others of an oscillator is the same as that of drawing 1.

[0076] Although actuation of the high-frequency oscillator by the gestalt 12 of operation is the same as that of the gestalt 11 of operation, since it uses the microstrip line resonator with the gestalt 12 of operation, it can constitute the whole oscillator including a resonator from a flat-surface circuit, and can make an oscillator small easily [mounting]. Moreover, a thin film resistor, a chip resistor, etc. can constitute resistance, and a pattern inductor, a chip inductor, etc. can constitute an inductor easily, respectively. Furthermore, touch-down also has the advantage that touch-down also with a good RF is acquired by a through hole or the quarter-wave length head open circuited line.

[0077] Gestalt 13. drawing 18 of operation is outline drawing showing

the high-frequency-voltage controlled oscillator of the gestalt 13 of operation. In drawing 18 a field-effect transistor, and 44, 45 and 46 43, respectively The gate terminal of a field-effect transistor 43, a drain terminal, a source terminal, The 1st substrate in which the subresonance circuit and active circuit which 47 mentions later are carried, and 48 A through hole, The inductor which formed 49 by the pattern on a substrate 47, the chip capacitor by which 50 was connected to the drain terminal of a field-effect transistor 43 at juxtaposition, A chip capacitor for 51 to combine the output of an oscillator with a load, the varactor diode as a variable-capacity component from which, as for 52, a junction capacitance changes with applied voltage, The microstrip line which formed 53 by the pattern on a substrate 47, and 54 A subresonance circuit, As for the main resonator which 55 becomes with a distributed constant line resonator, and 56, construction material differs from substrate thickness in the 1st substrate 47. It is the thin film resistor which inserted in wire the 2nd substrate to which it comes to carry the main resonator 55, and 57, and inserted 62 into the main resonator 55. A field-effect transistor 43, an inductor 49, and chip capacitors 50 and 51 constitute the active circuit to constituting a tuning circuit from a main resonator 55 and a subresonance circuit 54. Moreover, drawing 19 is the representative circuit schematic of the high-frequency-voltage controlled oscillator shown in drawing 18.

[0078] Next, the features of the high-frequency-voltage controlled oscillator by the gestalt 13 of operation are explained. In the high-frequency voltage controlled oscillator by the gestalt 13 of operation, a field-effect transistor 43, its circumference circuit, and the subresonance circuit 54 grade containing varactor diode 52 are formed for example, on the 1st substrate 47 of an alumina ceramic. On the other hand, main resonator 55 grade is formed on the 2nd substrate 56 with which construction material or substrate thickness differs from it. The reason for changing the construction material or substrate thickness of the 1st substrate 47 and the 2nd substrate 56 here In order that the main resonator 55 may make Q high, electric large merit may be taken or a characteristic impedance may be made low. In that case, it is because it is necessary to make a low impedance line easy to use a thin substrate, using the substrate which is dozens to about 100, and to realize and a dielectric constant like barium titanate needs to miniaturize a resonator. On the other hand, since a high impedance line like a bias circuit is also used for a transistor, its circumference circuit, a subresonance circuit, etc., a with a dielectric constants [, such as an alumina ceramic and Teflon,] of about two to ten substrate

is usually used.

[0079] With the gestalt 13 of operation, as shown in drawing 18, the 1st substrate 47 and 2nd substrate 56 are made close, and the node of the main resonator 55 and the subresonance circuit 54 is arranged near the end face of the 1st substrate 47. And it arranges so that it may become 60 to 120 degrees in general to the line which goes near the node the line which makes [as opposed to / near the node / a substrate end face] in general the line which goes to a field-effect transistor 43 from this node in the 1st substrate 30 to 60 degrees, and goes to the secondary resonance circuit 54 from this node in the 1st substrate the same on the other hand to a field-effect transistor 43. Thus, the line which goes to a field-effect transistor 43 from the above-mentioned node in the main resonator 55 and the 1st substrate by constituting a high-frequency-voltage controlled oscillator, It is made not to be parallel. any of a line which go to the subresonance circuit 54 from the above-mentioned node in the 1st substrate -- although -- Since association of the line under the effect of the electromagnetic field which disperse on space can be avoided, and a required circuit can be collected to every one substrate each and processing and mounting can make each substrate an easy rectangle, fabrication cost can be made low.

[0080] Gestalt 14. drawing 20 of operation is outline drawing showing the high-frequency-voltage controlled oscillator of the gestalt 14 of operation. as mentioned above, so that a characteristic impedance is so low that the electric length of the main resonator is long -- the Q -- high -- it can carry out -- more -- a lower order phase -- a noise oscillator can be constituted. However, if the characteristic impedance is made low, the width of face of the main resonator will become thick, and there is a possibility that resonance by the unnecessary modes other than the TEM mode may arise. In order to solve this problem, as shown in drawing 20, in the high-frequency-voltage controlled oscillator of the gestalt 13 of operation, on the 2nd substrate 56, two or more main resonators 55 are arranged to juxtaposition, and those main resonators are connected by wire 57 with the gestalt 14 of operation at the subresonance circuit 54 and one point. thus, resonance by constituting a high-frequency-voltage controlled oscillator, the width of face of each main resonator can prevent resonance of the cross direction of a line, maintaining at below fixed, can arrange two or more main resonators to juxtaposition, can make the impedance low equivalent, and according to the unnecessary mode -- there is nothing -- and -- more -- a lower order phase -- a noise high-frequency oscillator can be constituted.

[0081] Gestalt 15. drawing 21 of operation is outline drawing showing

the high-frequency-voltage controlled oscillator of the gestalt 15 of operation. In the gestalt 15 of operation, in order to avoid resonance by the unnecessary mode, making the characteristic impedance of the main resonator low and raising Q, as shown in drawing 21, a slit is prepared in parallel in the die-length direction of the main resonator 55. By considering as such a configuration, it can prevent the main resonator 55 resonating except the TEM mode. for this reason, resonance the width of face of each main resonator can make the impedance of the main resonator low equivalent, maintaining at below fixed, and according to the unnecessary mode -- there is nothing -- and -- more -- a lower order phase -- a noise oscillator can be constituted.

[0082] Gestalt 16. drawing 22 of operation is outline drawing showing the high-frequency-voltage controlled oscillator of the gestalt 16 of operation. With the gestalt 16 of operation, as shown in drawing 22, in the high-frequency-voltage controlled oscillator of the gestalt 13 of operation, on the 2nd substrate 56, it bends to J typeface, the main resonator 55 is arranged in parallel [more than one], at it, and those main resonators are connected by wire 57 at the subresonance circuit 54 and one point. having kept the width of face of each resonator being the same as that of the gestalt 14 of operation to below fixed by constituting a high-frequency-voltage controlled oscillator still in the state thus -- the impedance of the main resonator -- equivalent -- low -- it can carry out -- more -- a lower order phase -- a noise oscillator can be constituted. Furthermore, since the main resonator 55 can be freely arranged on a substrate 56, there is an advantage that substrate area is effectively utilizable.

[0083] Gestalt 17. drawing 23 of operation is outline drawing showing the high-frequency-voltage controlled oscillator of the gestalt 17 of operation. With the gestalt 17 of operation, as shown in drawing 23, in the high-frequency-voltage controlled oscillator of the gestalt 13 of operation, on the 2nd substrate 56, the main resonator 55 is bent and arranged to V typeface (U typeface) in parallel [more than one], and those main resonators are connected by wire 57 at the subresonance circuit 54 and one point. having kept the width of face of each resonator being the same as that of the gestalt 14 of operation to below fixed by constituting a high-frequency-voltage controlled oscillator still in the state thus -- the impedance of the main resonator -- equivalent -- low -- it can carry out -- more -- a lower order phase -- a noise oscillator can be constituted. Furthermore, since the main resonator 55 can be freely arranged on a substrate 56, there is an advantage that substrate area is effectively utilizable. In addition,

the main resonator 55 arranged to two or more juxtaposition may be bent and arranged on the 2nd substrate 56 for example, at L typeface in addition to the gestalt 16 of operation, and 17, and the same effectiveness can be expected.

[0084] Gestalt 18. drawing 24 of operation is outline drawing showing the oscillator of the gestalt 18 of operation. In drawing 24, 58 is the electrode pattern for capacitors formed on the substrate 56. In the oscillator of a series feedback form as shown in drawing 1, a reactive element is required for juxtaposition for each terminal of a transistor. When a capacitor was now used as a juxtaposition reactive element, in the oscillator of the conventional configuration, the chip capacitor 50 was used, for example like drawing 18. With the gestalt 18 of operation, as shown in drawing 24, the electrode pattern 58 is formed on the substrate 56 which forms the main resonator, and it is used as a juxtaposition capacitor instead of a chip capacitor 50. Since the dielectric constant is dozens when a substrate 56 is a high dielectric constant substrate like barium titanate, an about several pF capacitor required as a feedback capacity can consist of patterns of several mm comma angle extent. Therefore, the number of the capacitors which constitute an oscillator can be reduced and fabrication cost can be made low. moreover, the case where the electrode pattern 58 on a substrate 56 is used as a capacitor -- the pattern of plurality [top / substrate 56] -- preparing -- connection wire -- attaching -- removing -- there is also an advantage that adjustment can be done easily, checking a property.

[0085] Gestalt 19. drawing 25 of operation is outline drawing showing the high-frequency oscillator of the gestalt 19 of operation. Moreover, drawing 26 is drawing having shown the cross section of the A-A' line of drawing 25. In drawing 25 and drawing 26, the thin carrier on which 59 puts a substrate 56, and 60 are the through holes for connecting the gland of the front flesh side of a substrate 47.

[0086] When using a thin film substrate as a substrate which forms the main resonator 55 according to the mounting approach of the high-frequency oscillator shown in the gestalt 13 grade of operation, all the circuits of an oscillator needed to be constituted from a microwave integrated circuit, and it was expensive. With the gestalt 19 of operation, the substrate 47 which forms the main resonator on the thin film substrate 56 in which a raise in a dielectric constant is possible, and, on the other hand, forms other circuits of a field-effect transistor 43 or subresonance circuit 54 grade is made into the glass epoxy in which pattern formation is possible, Teflon, etc. by etching,

and carries a substrate 56 on a substrate 47. the pattern which carries the substrate 56 on a substrate 47 in order to make the gland of a substrate 56 and a substrate 47 common -- the through hole in a substrate 47 etc. -- minding -- touch-down -- it connects with a conductor. A substrate 56 may be mounted on a substrate 47, after carrying on a carrier 59 if needed. Thus, since circuits other than main resonator 55 can be constituted on substrates, such as cheap glass epoxy and Teflon, and it can unite with other circuits, such as a phase-locked loop, further by constituting, it is a lower order phase noise, and the low oscillator of fabrication cost can be offered.

[0087]

[Effect of the Invention] As mentioned above, the tuning circuit which uses a distributed constant line resonator as the main resonator according to this invention, In the high-frequency oscillator equipped with the active circuit compensated with loss energy after making an oscillation start based on the oscillation frequency defined by this tuning circuit and resulting in a steady state Since resistance was inserted in the location which the electric merit becomes with a request frequency on wavelength ($n(2\pi[1/4])$ is the positive integer of one or more arbitration), and serves as a knot of the current in the line resonator on a request frequency as the above-mentioned distributed constant line resonator There is no degradation of a phase noise as compared with the case where the high frequency current hardly flows during resistance on a request frequency, therefore there is no lowering of Q of the resonator by resistance insertion, and there is no resistance. On the other hand, except a request frequency, since the high frequency current flows during resistance, the loss at the time of resonance with the unnecessary mode is made to increase, and an undesired oscillation can be controlled. For this reason, it is effective in the ability to obtain the high-frequency oscillator which was more excellent in the phase noise property, without undesired oscillations, such as $1/2$ of a request oscillation frequency or $1/3$, arising, even if it uses the resonator with which the electric merit in a request frequency turns into $n/2$ wave ($n=2, 3$ and $4, \dots$).

[0088] Moreover, the tuning circuit where the high-frequency oscillator concerning other invention uses a distributed constant line resonator as the main resonator, In the high-frequency oscillator equipped with the active circuit compensated with loss energy after making an oscillation start based on the oscillation frequency defined by this tuning circuit and resulting in a steady state Since the line resonator was grounded in RF through resistance in the location which the electric merit becomes

with $1/2$ or more waves in a request frequency as the above-mentioned distributed constant line resonator, and serves as a knot of the electrical potential difference in the line resonator in a request frequency. There is no degradation of a phase noise as compared with the case where the high frequency current hardly flows in grounding resistance on a request frequency, therefore there is no lowering of Q of the resonator by grounding resistance insertion, and there is no resistance. On the other hand, except a request frequency, since the high frequency current flows in grounding resistance, the loss at the time of resonance with the unnecessary mode is made to increase, and an undesired oscillation can be controlled. For this reason, it is effective in the ability to obtain the oscillator which was more excellent in the phase noise property, without undesired oscillations, such as $1/2$ of a request oscillation frequency or $1/3$, arising, even if it uses the resonator with which the electric merit in a request frequency turns into $n/2$ wave ($n = 2, 3$ and $4, \dots$).

[0089] Moreover, it is effective in it being small and being able to constitute a high-frequency oscillator from smaller and simple structure in a flat-surface circuit taking advantage of the features of the microstrip line resonator that a configuration is possible by constituting the above-mentioned distributed constant line resonator from either a head disconnection distributed constant line using a microstrip line, or a head short circuit distributed constant line.

[0090] Moreover, the tuning circuit where the high-frequency oscillator concerning other invention uses a distributed constant line resonator as the main resonator. In the high-frequency oscillator equipped with the active circuit compensated with loss energy after making an oscillation start based on the oscillation frequency defined by this tuning circuit and resulting in a steady state. By grounding the open end of this head disconnection distributed constant line through the parallel circuit of a capacitor and resistance, using a head disconnection distributed constant line as the above-mentioned distributed constant line resonator. It becomes equivalent to the resonator which the head short-circuited with the capacitor near the request frequency. On the other hand on low frequencies, such as $1/2$ of a request frequency, and $1/3$. Since the reactance of a capacitor becomes large, the loss at the time of resonance increases by resistance by which parallel connection was carried out to the capacitor, and it is effective in the ability to control an undesired oscillation.

[0091] Moreover, the tuning circuit where the high-frequency oscillator concerning other invention uses a distributed constant line resonator as

the main resonator, In the high-frequency oscillator equipped with the active circuit compensated with loss energy after making an oscillation start based on the oscillation frequency defined by this tuning circuit and resulting in a steady state By grounding the open end of this head disconnection distributed constant line through the series circuit of an inductor and resistance, using a head disconnection distributed constant line as the above-mentioned distributed constant line resonator Near the request frequency, it is opened by the inductor, and there is no increment in loss by resistance. On the other hand on low frequencies, such as $1/2$ of a request frequency, and $1/3$ Since the reactance of an inductor becomes small, the loss at the time of resonance increases by resistance by which the series connection was carried out to the inductor, and it is effective in the ability to control an undesired oscillation.

[0092] Furthermore, the high-frequency oscillator concerning other invention The main resonator which becomes with a distributed constant line resonator, and the subresonator containing the variable-capacity component from which a junction capacitance changes with applied voltage, The active circuit compensated with loss energy after making an oscillation start based on the oscillation frequency defined by the tuning circuit which has the above-mentioned main resonator and a subresonator and resulting in a steady state, It has the 1st substrate in which the above-mentioned subresonator and the above-mentioned active circuit were carried, and the 2nd substrate in which it has the different construction material and the substrate thickness from this 1st substrate, and the above-mentioned main resonator was carried. While connecting by one near the connection side of the 1st substrate of the above, and the 2nd substrate of the above, the above-mentioned main resonator, the above-mentioned subresonator, and the above-mentioned active circuit While arranging the line which goes to the above-mentioned active circuit in the substrate of the above 1st so that it may become 30 degrees thru/or 60 degrees to a substrate end face near [connection] the above The line which faces to the above-mentioned subresonator from the above-mentioned node in the substrate of the above 1st by arranging so that it may become 60 degrees thru/or 120 degrees to the line which goes to the above-mentioned active circuit near [connection] the above [when the main resonator is formed on a high dielectric constant substrate, it miniaturizes and other circuits are constituted on the other hand on another substrate with which construction material differs from substrate thickness] Circuitry receives constraint from a component side, and a substrate is divided,

about substrate number of sheets, it is not necessary to carry out or to process a substrate into a complicated configuration, substrate processing and assembly become easy, and there are an increase and effectiveness that fabrication cost can be made low.

[0093] Moreover, by preparing two or more slits in parallel along with the longitudinal direction, carrying out parallel connection and constituting from an above-mentioned node, the above-mentioned main resonator can constitute the low impedance main resonator, therefore is effective in the ability to obtain a high-frequency oscillator with a more low phase noise.

[0094] Moreover, by coming to have more than one, carrying out parallel connection and constituting from an above-mentioned node, the above-mentioned main resonator can constitute the low impedance main resonator, therefore is effective in the ability to obtain a high-frequency oscillator with a more low phase noise.

[0095] Moreover, it is effective in the ability to enlarge the degree of freedom of circuitry more by J typeface, V typeface, or L typeface bending, and arranging the above-mentioned main resonator.

[0096] Moreover, by preparing the electrode pattern in the case of using a capacitor as a juxtaposition reactive element of the above-mentioned active circuit on the substrate of the above 2nd, the number of the capacitors which constitute a high-frequency oscillator can be reduced, and it is effective in the ability to make fabrication cost low.

[0097] Furthermore, while the substrate in which pattern formation is possible constitutes the 1st substrate of the above from etching the 2nd substrate of the above -- the substrate top of the above 1st -- carrying -- and the touch-down of the 2nd substrate of the above -- a conductor -- the through hole in the substrate of the above 1st -- minding -- the touch-down of the 1st substrate of the above -- by connecting with a conductor It can unite with other circuits, such as a phase-locked loop constituted on the 1st substrate, and it is a lower order phase noise, and is effective in the ability to constitute the low high-frequency oscillator of fabrication cost.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the block diagram showing the high-frequency

oscillator concerning the gestalt 1 of implementation of this invention.
[Drawing 2] It is the representative circuit schematic of the head open circuited line resonator 23 of drawing 1 .

[Drawing 3] It is drawing showing distribution of the high frequency current in the head open circuited line resonator 23 of drawing 2 .

[Drawing 4] It is the block diagram showing the high-frequency oscillator concerning the gestalt 2 of implementation of this invention.

[Drawing 5] It is the representative circuit schematic of the head short circuit line resonator 28 of drawing 4 .

[Drawing 6] It is drawing showing distribution of the high frequency current in the head short circuit line resonator 28 of drawing 5 .

[Drawing 7] It is drawing showing the head disconnection microstrip line resonator used for the high-frequency oscillator concerning the gestalt 3 of implementation of this invention.

[Drawing 8] It is drawing showing the microstrip line ring resonator used for the high-frequency oscillator concerning the gestalt 4 of implementation of this invention.

[Drawing 9] It is drawing showing the head short circuit microstrip line resonator used for the high-frequency oscillator concerning the gestalt 5 of implementation of this invention.

[Drawing 10] It is the representative circuit schematic of the head open circuited line resonator used for the high-frequency oscillator concerning the gestalt 6 of implementation of this invention.

[Drawing 11] It is drawing showing distribution of the high-frequency voltage in the head open circuited line resonator 23 of drawing 10 .

[Drawing 12] It is drawing showing the head short circuit microstrip line resonator used for the high-frequency oscillator concerning the gestalt 7 of implementation of this invention.

[Drawing 13] It is drawing showing the head disconnection microstrip line resonator used for the high-frequency oscillator concerning the gestalt 8 of implementation of this invention.

[Drawing 14] It is the representative circuit schematic of the resonator used for the high-frequency oscillator concerning the gestalt 9 of implementation of this invention.

[Drawing 15] It is drawing showing the microstrip line resonator used for the high-frequency oscillator concerning the gestalt 10 of implementation of this invention.

[Drawing 16] It is the representative circuit schematic of the resonator used for the high-frequency oscillator concerning the gestalt 11 of implementation of this invention.

[Drawing 17] It is drawing showing the microstrip line resonator used

for the high-frequency oscillator concerning the gestalt 12 of implementation of this invention.

[Drawing 18] It is outline drawing showing the high-frequency-voltage controlled oscillator concerning the gestalt 13 of implementation of this invention.

[Drawing 19] It is the representative circuit schematic of the high-frequency-voltage controlled oscillator concerning the gestalt 13 of implementation of this invention.

[Drawing 20] It is outline drawing showing the high-frequency-voltage controlled oscillator concerning the gestalt 14 of implementation of this invention.

[Drawing 21] It is outline drawing showing the high-frequency-voltage controlled oscillator concerning the gestalt 15 of implementation of this invention.

[Drawing 22] It is outline drawing showing the high-frequency-voltage controlled oscillator concerning the gestalt 16 of implementation of this invention.

[Drawing 23] It is outline drawing showing the high-frequency-voltage controlled oscillator concerning the gestalt 17 of implementation of this invention.

[Drawing 24] It is outline drawing showing the high-frequency oscillator concerning the gestalt 18 of implementation of this invention.

[Drawing 25] It is outline drawing showing the high-frequency oscillator concerning the gestalt 19 of implementation of this invention.

[Drawing 26] It is drawing having shown the cross section of the A-A' line of drawing 25 .

[Drawing 27] It is the circuit diagram showing conventional microwave and a conventional millimeter wave band oscillator.

[Drawing 28] It is the representative circuit schematic of the oscillator shown in drawing 27 .

[Drawing 29] It is drawing explaining the relation between the phase noise of an oscillator, and Q of the resonance circuit in an oscillator.

[Drawing 30] It is drawing showing distribution of the high-frequency voltage in an $n/2$ -wave head open circuited line resonator ($n \geq 2$).

[Drawing 31] It is the circuit diagram (thing using an $n/2$ -wave head open circuited line resonator ($n \geq 2$)) showing conventional microwave and a conventional millimeter wave band oscillator.

[Drawing 32] It is the circuit diagram showing the conventional microwave band high-frequency-voltage controlled oscillator shown in JP, 62-29210, A.

[Drawing 33] It is drawing showing the conventional microwave shown in

the 1993 ***** size C-44 "broadband low noise high-frequency-voltage controlled oscillator using a quarter-wave length impedance transformer joint type secondary resonator", and the 1 mounting approach of a millimeter wave band oscillator.

[Description of Notations]

1 Field-effect Transistor, 2 Head Disconnection Microstrip Line Resonator, 3 An inductor, 4 A capacitor, 5 A capacitor, 6 Load resistance, 10 Varactor diode, 11 A distributed constant line, 12 Resistance, 13 Resistance, 14 A capacitor, 15 A transistor, 16 Varactor diode, 17 Wire, 18 An alumina ceramic substrate, 19 Distributed constant line, 20 An alumina ceramic substrate, 21 Head disconnection microstrip line resonator, 22 A high dielectric constant substrate, 23 A head open circuited line resonator, 24 Tuning circuit, 25 The transmission line, 26 Resistance, 28 A head short circuit line resonator, the 29 transmission line, 30 A head disconnection microstrip line resonator, 31 A substrate, 32 Thin film resistor, 33 Wire, 34 Head short circuit microstrip line resonator, 35 A through hole, 36 Resistance, 37 A thin film resistor, 38 Head open circuited line, 39 A capacitor, 40 Resistance, 41 An inductor, 42 Inductor, 43 A field-effect transistor, 47 A substrate, 48 Through hole, 49 An inductor, 50 A chip capacitor, 51 Chip capacitor, 52 Varactor diode, 53 A microstrip line, 54 A subresonance circuit, 55 A main resonator, 56 A substrate, 57 Wire, 58 An electrode pattern, 60 A through hole, 61 A microstrip line ring resonator, 62 Thin film resistor inserted into the main resonator 55.
